

sommaire

IDEES 104 Régulateurs à découpage

MONTAGES PRATIQUES	44	Driver BF pour étage de puissance
	51	Wattmètre de laboratoire
	64	Amplificateur BF compact
	66	Wattmètre à LED
	72	Amplificateur 2 x 4 Watts
	75	Amplificateur 50 W faible D.I.T.
	88	Amplificateur 75 W faible D.I.T.
	113	Egaliseur
	117	Préamplificateur Hi-Fi sans correcteur
	122	Vu mètre à LED
	128	Alimentation double hautes performances
	139	Préamplificateur universel

PRATIQUE DE L'ACOUSTIQUE 107 Réalisation d'un projecteur de son

ETUDES THEORIQUES	48	Amplificateur en classe D
	95	A propos d'un 150 Watts

DIVERS	137	Informations CB
	167	Répertoire des annonceurs

Ce numéro comporte deux encarts
a) Sogeform, Asso, Copiox, Haut-Parleur
numéroté 83 - 84 - 85 - 86

b) Eurelec
numéroté 135 - 136

Notre couverture : Projecteur de son, alimentation hautes performances, amplificateur faible D.I.T. visibles sur la couverture et décrits dans ce numéro vous permettront de compléter ou d'aménager votre installation BF.
Cliché Max Fischer.

Ont participé à ce numéro :

A. Benard, B. Bencic, O. Chenguely, B. Duval, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, D. VJakovopoulos, F. Juster.

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200-33-05

Radio Plans décline toute responsabilité
quant aux opinions formulées dans les articles,
celles-ci n'engageant que leurs auteurs

Les manuscrits publiés ou non
ne sont pas retournés

Président-directeur général
Directeur de la publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Rédacteur en chef :
Christian DUCHEMIN

Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE

Tirage du précédent numéro
101 500 exemplaires
Copyright © 1980

Société Parisienne d'Edition



Publicité : Société Parisienne d'Edition
Département publicité - **Mlle A. DEVAUTOUR**
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. 200.33.05

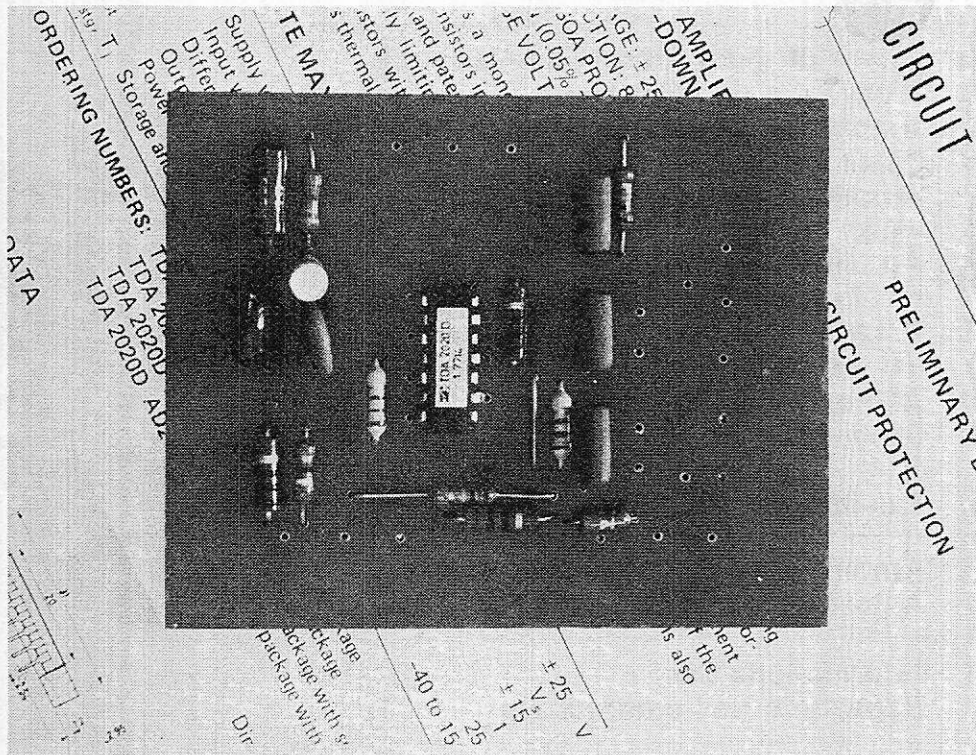
Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **75 F** - Etranger : 1 an **115 F**
Pour tout changement d'adresse, envoyer la
dernière bande accompagnée de 1 F en timbres
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro
de compte pour les paiements
par chèque postal

Montages pratiques

La mise en œuvre de transistors de puissance dans les circuits d'amplification BF à symétrie complémentaire ou quasi-complémentaire exige généralement l'emploi d'un montage de commande appelé driver.

Selon les performances et le degré de protection désirés, la complexité

de ce circuit peut varier dans de larges mesures. Très souvent construit à l'aide de composants discrets, il peut également faire appel à des circuits intégrés spécialement conçus à cet effet, tel le TDA 2020 D de SGS Ates dont nous allons décrire ici la mise en œuvre.



DRIVER pour ampli BF

1) PRÉSENTATION DU TDA 2020 D

Ce circuit intégré, monté en boîtier « split dip » à 14 broches avec plaque de dissipation est en fait un amplificateur opérationnel de puissance puisque capable de débiter un courant de pointe de 1A en sortie, de dissiper 25 W, et de fonctionner sous une tension pouvant atteindre 2×25 V. Son circuit interne a été spécialement conçu pour permettre l'attaque des transistors ou des darlington de puissance entrant dans la composition des amplis de 20 à 100 watts. Différents circuits de protection évitent tout incident en cas de court-circuit en sortie, de dépassement de la puissance permise, ou d'élévation anormale de température. A noter d'ailleurs que si le même refroidisseur regroupe les transistors et le circuit intégré, ce dernier protège également les transistors contre tout accident thermique.

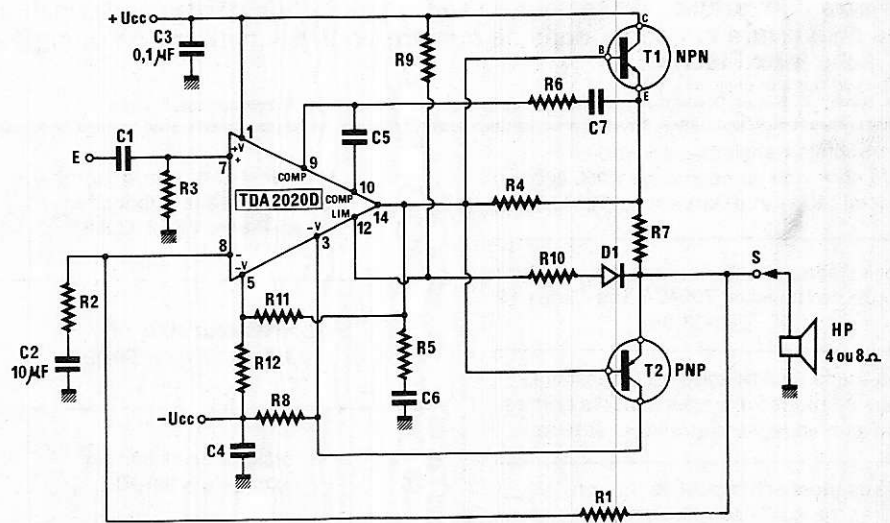


Figure 1 : Schéma de principe.

La **figure 1** reproduit le schéma d'application typique de ce circuit intégré. Les valeurs de composants indiquées permettent de délivrer une puissance de 40 watts efficaces pour une tension d'alimentation de ± 20 volts. Les composants de puissance recommandés sont, pour les transistors, les BDW 51 (NPN) et BDW 52 (PNP), et pour les darlington, les BDX 53 (NPN) et BDX 54 (PNP). Avec de tels composants, des amplis de puissances inférieures peuvent être réalisés en diminuant la tension d'alimentation (± 15 V pour 20 W et ± 18 V pour 30 W). Les protections peuvent être modifiées en conséquence, en se reportant aux valeurs de la **figure 2**. On notera que lorsque les résistances R_9 à R_{12} ne sont pas utilisées, il faut ramener à 25 m Ω (0,025 Ω) la valeur des résistances R_7 et

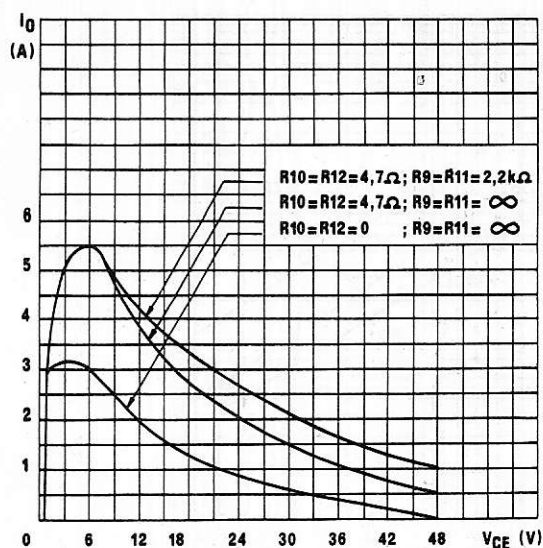


Figure 2 : Modification des seuils de protection.

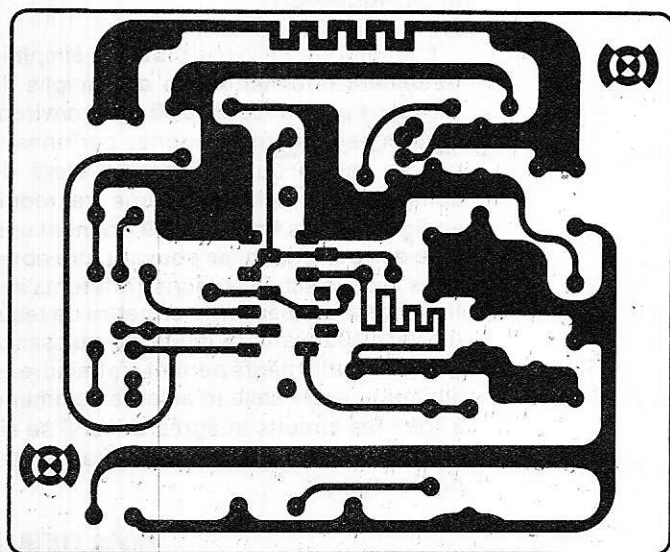


Figure 3 :

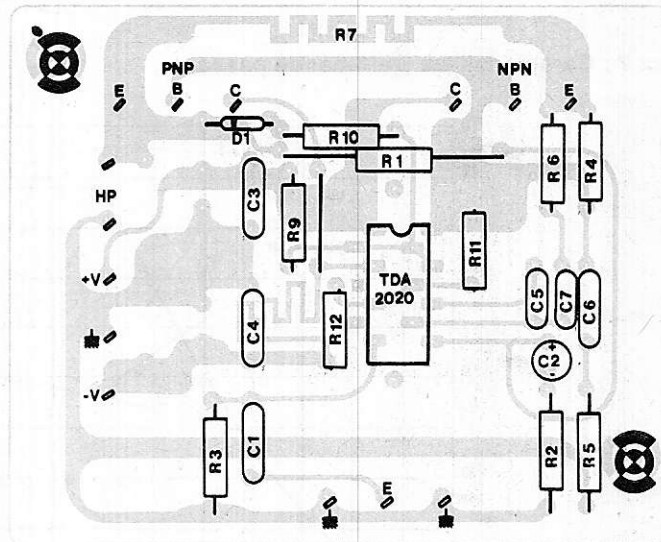


Figure 4 :

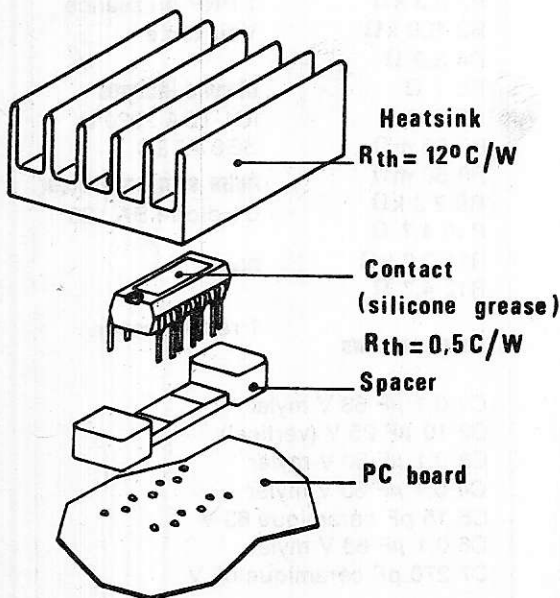


Figure 5 : Montage d'un refroidisseur.

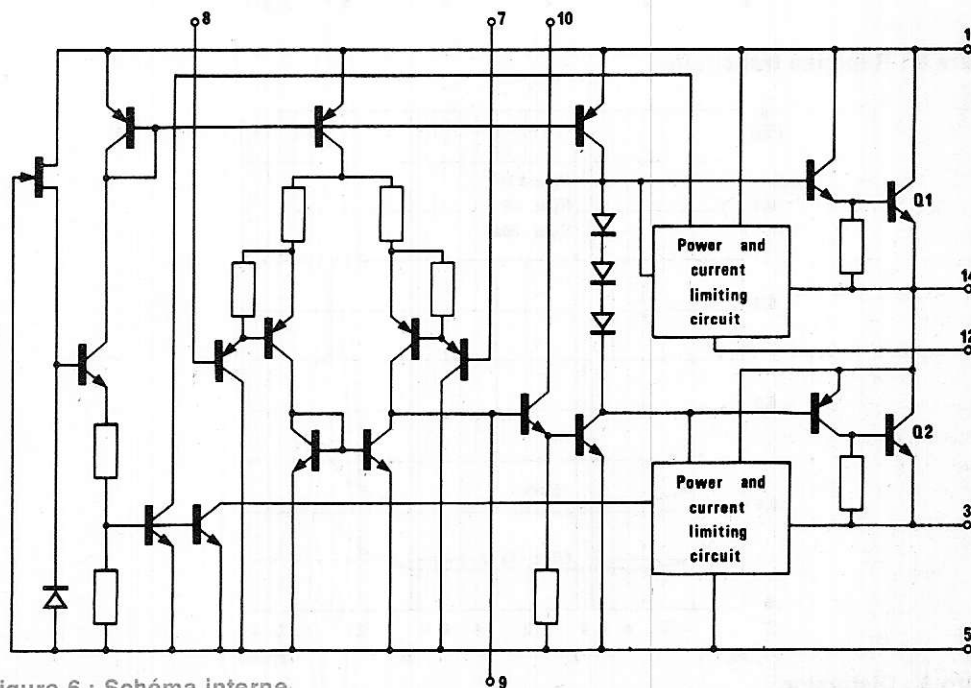


Figure 6 : Schéma interne.

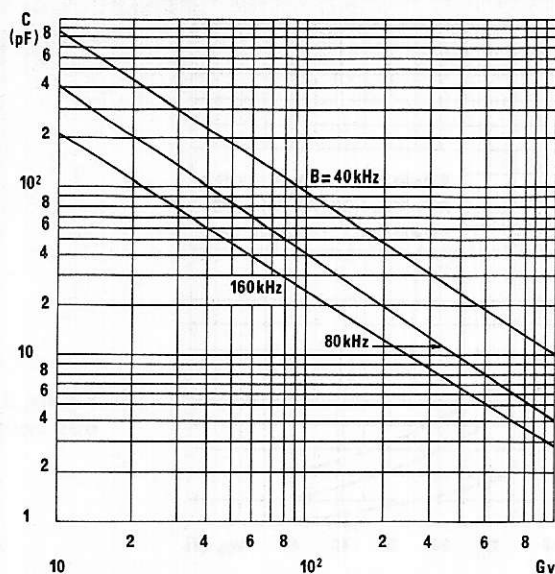


Figure 7 : Caractéristique gain-bande passante.

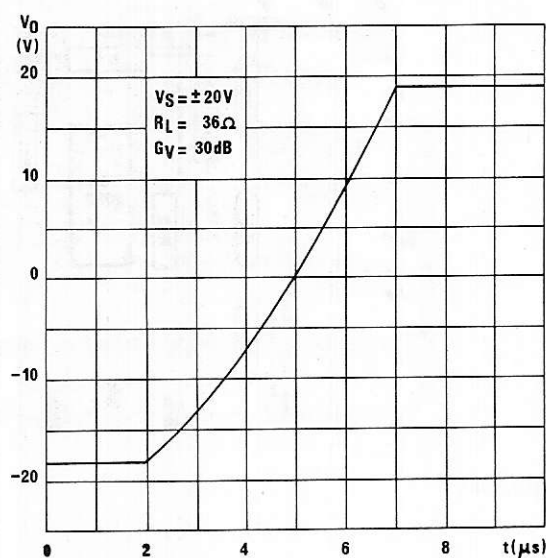


Figure 8 : Réponse transitoire.

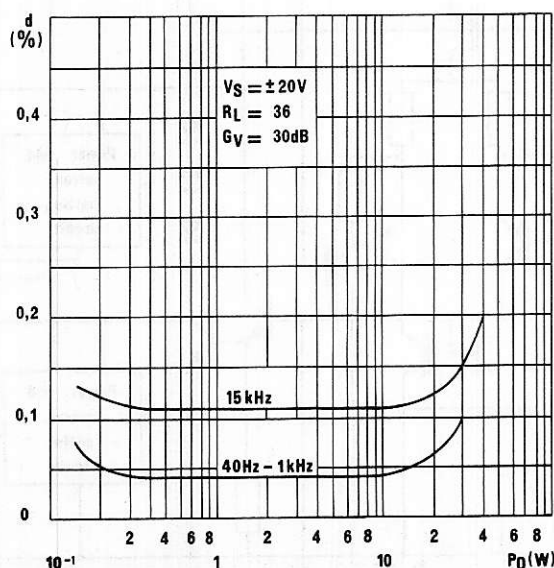


Figure 9 : Distorsion.

R_s ce qui revient à modifier le dessin du circuit imprimé puisque la valeur d'origine de 50 mΩ (0,05 Ω) est obtenue par gravure, comme en témoigne la **figure 3**.

II) REALISATION PRATIQUE

Ce circuit imprimé de la **figure 3**, dont le tracé est assez critique, sera équipé d'après la **figure 4**. La place étant prévue pour les vis de fixation d'un refroidisseur (de préférence commun avec les transistors) on se reportera à la **figure 5** pour les indications d'ordre mécanique. On remarquera que les transistors devront être isolés de ce radiateur, électriquement relié à l'alimentation négative.

III) CONCLUSION

L'emploi de ce circuit intégré simplifie nettement la construction des amplis de moyenne puissance (20 à 50 watts environ) tout en permettant de bonnes performances en raison du degré assez élevé de complexité du schéma interne, reproduit en **figure 6**. Les **figures 7 à 9** donnent une idée des performances pouvant être obtenues avec le schéma décrit. Différents autres montages peuvent permettre de reculer vers 100 watts la limite de puissance que ce circuit intégré permet d'atteindre, la limitation essentielle (d'ailleurs commune à tous les circuits intégrés drivers) se situant au niveau de la tension d'alimentation maximale.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances

R1 100 kΩ
R2 3,3 kΩ
R3 100 kΩ
R4 3,9 Ω
R5 1 Ω
R6 390 Ω
R7 50 mΩ
R8 50 mΩ
R9 2,2 kΩ
R10 4,7 Ω
R11 2,2 kΩ
R12 4,7 Ω

Transistors

1 NPN puissance
1 PNP puissance
Voir texte.

Circuits Intégrés

IC1 TDA 2020 D
SGS/ATES

Autre semi-conducteur

D1 diode BA 128

Divers

1 refroidisseur.

Condensateurs

C1 0,1 μF 63 V mylar
C2 10 μF 25 V (vertical)
C3 0,1 μF 63 V mylar
C4 0,1 μF 63 V mylar
C5 15 pF céramique 63 V
C6 0,1 μF 63 V mylar
C7 270 pF céramique 65 V

des métiers qui ont de l'avenir...

RADIO TV- HIFI

RADIO TV: ☐ Monteur-dépanneur Radio-TV
☐ Monteur dépanneur TV ☐ Monteur dépanneur Radio ☐ Technicien Radio-TV
HI-FI: ☐ Monteur dépanneur Hi-Fi ☐ Technicien Hi-Fi
 Ces formations comprennent des cours écrits plus un matériel de travaux pratiques très complet (plaque de manipulations, coffrets de mesures, une centaine de composants...) et un amplificateur stéréo 2 x 15 watts à monter vous-même. Ce matériel restera votre propriété à la fin des cours

ELECTRONIQUE

☐ Electronicien ☐ Technicien électronicien
☐ Sous-ingénieur électronicien ☐ Contrôleur de matériel électronique ☐ Monteur en téléphones ☐ Prép. aux CAP, BP et BTS d'électronicien
 Ces formations comprennent des cours écrits PLUS un matériel de travaux pratiques très complet (plaque de manipulations, coffrets de mesure, une centaine de composants...) et 7 Kits électroniques aux applications étonnantes. Ce matériel restera votre propriété à la fin des cours.

INFORMATIQUE

☐ Opérateur sur ordinateur ☐ Pupitreur
☐ Programmeur ☐ Analyste programmeur
☐ Préparation au CAP et au BP de l'informatique.
 Pour vous familiariser avec le matériel informatique, vous réaliserez des travaux d'application corrigés directement sur ordinateur

ELECTRICITE ELECTROMENAGER

ELECTRICITE: ☐ Electricien installateur
☐ Artisan électricien ☐ Electricien d'entretien
☐ Contremaître d'atelier d'électricité ☐ Eclairagiste ☐ Technicien électricien ☐ Prép. aux CAP et BP.
ELECTROMENAGER: ☐ Dépanneur en électroménager
 Ces formations comprennent des cours écrits PLUS un contrôleur universel accompagné d'un Guide Pratique de la mesure et une très belle trousse d'outillage. Ce matériel restera votre propriété à la fin des cours

BON GRATUIT

pour recevoir sans aucun engagement une documentation complète sur le secteur ou le métier qui vous intéresse (faites une croix ☒)

POSSIBILITE
DE COMMENCER
VOS ETUDES
A TOUT MOMENT
DE L'ANNEE.

UNIECO FORMATION Groupement d'écoles spécialisées. Etablissement privé d'Enseignement à distance soumis au contrôle pédagogique de l'Etat.

- ☐ RADIO TV
☐ HIFI
☐ ELECTRONIQUE
☐ ELECTRICITE
☐ ELECTROMENAGER
☐ INFORMATIQUE

NOM PRENOM
 ADRESSE
 Code postal [] [] [] [] VILLE

Si un métier vous intéresse plus particulièrement, indiquez-le ici:

Etude gratuite pour les bénéficiaires de la Formation continue (loi du 16 juillet 1971).

UNIECO FORMATION, 6650, ROUTE DE NEUFCHATEL 76041 ROUEN CEDEX

TOM DOM et Afrique, documentation spéciale par avion - Pour Canada, Suisse, Belgique: 21-26, quai de Longdoz - 4020 LIEGE

Tout amateur de réalisation d'amplis BF connaît les classes d'amplification A, B et AB, tout amateur d'émission radio la classe C, mais la classe D reste encore bien souvent auréolée d'un certain mystère. Il faut bien avouer, en effet, que son principe n'apparaît certes pas des plus orthodoxes en comparaison avec celui des classes

précédemment citées.

Cependant, le marché américain de la HI-FI commence à se peupler d'amplis BF en classe D, et il semble probable que l'ère de digitalisation du message sonore qui débute actuellement ne pourra qu'accélérer cette évolution. Voilà de quoi exciter la curiosité de nos lecteurs amateurs de schémas originaux...

Les secrets de l'amplification BF en classe D

1) RAPPEL SUR LES CLASSES

A, B, AB, C ;

INTRODUCTION DE LA CLASSE D

Les classes A, B et AB, couramment exploitées dans les amplis BF contemporains, ne sont en fin de compte que des variantes au niveau du courant de repos et de la polarisation d'un même principe de base, celui de l'amplification en régime linéaire : les transistors travaillent dans la partie droite de leur courbe caractéristique, et les différentes classes d'amplification représentent différents procédés utilisés pour maintenir le point de fonctionnement dans cette zone linéaire, quelle que soit la puissance de sortie demandée. La classe C, surtout utilisée en HF et en impulsions, consiste à bloquer énergiquement le transistor, et à le porter à la saturation par de brusques inversions de sa polarisation de base. Ce fonctionnement se rapproche déjà de celui du transistor en commutation.

Avec la classe D, on pénètre franchement dans le domaine des circuits digitaux, puisque le but du procédé est de réaliser un amplificateur BF dont les transistors travaillent exclusivement en commutation. Ce principe peut paraître surprenant, quelque peu barbare, mais nous allons tenter de le justifier par quelques comparaisons avec d'autres applications plus connues :

— en radiocommande digitale, une infor-

mation purement analogique (la position d'un manche de commande) est transmise exclusivement par le moyen d'impulsions tout ou rien ;

— dans une alimentation à découpage, on régule une tension continue grâce à un transistor travaillant en régime de commutation exclusivement ;

— les gradateurs à triac permettent de faire varier de façon très progressive la puissance d'un éclairage au moyen d'actions par tout ou rien sur la tension du secteur ;

— dans un tachymètre analogique (compte-tours de voiture à aiguille), le galvanomètre reçoit uniquement des trains d'impulsions, et pourtant l'aiguille prend une position moyenne, car elle est incapable de suivre le rythme des impulsions qui la sollicitent.

Le point commun entre ces quatre exemples, nullement limitatifs, est l'existence d'un organe présentant une certaine inertie (respectivement le servo, le condensateur de filtrage, l'ampoule, et le cadre du galvanomètre). Dans les quatre cas, cet organe est sollicité par des impulsions dont la fréquence de répétition dépasse de beaucoup ses capacités de réaction.

Par suite, cet élément inerte « intègre » les impulsions, ou, ce qui revient au même, en extrait la « valeur moyenne ». Cette opération n'est rien d'autre qu'une conversion numérique-analogique simplifiée, car le rythme des impulsions contient l'information sous une forme digitale (en tout ou rien). Notons que de telles impul-

sions pourraient aussi bien provenir d'un ordinateur ou d'un microprocesseur.

La **figure 1** illustre l'une des deux principales manières de faire véhiculer une information analogique à un train d'impulsions. Il s'agit d'en faire varier le rapport cyclique, c'est-à-dire la durée des impulsions tout en respectant une fréquence de répétition constante. Ce principe est utilisé en radiocommande proportionnelle.

La **figure 2** représente une autre possibilité, utilisée par exemple dans les compteurs de voiture : l'impulsion conserve une durée constante, mais sa fréquence est variable.

Dans les deux cas une simple intégration par réseau RC ou par inertie d'un système électromécanique permet d'extraire facilement la valeur moyenne, c'est-à-dire l'information utile.

Nous sommes là en présence d'un phénomène de **modulation** et de **démodulation**, et c'est pourquoi on parle, dans le cas de la **figure 1**, de modulation de largeur d'impulsion ou PWM (Pulse Width Modulation), le cas de la **figure 2** étant tout simplement celui de la modulation de fréquence (FM).

Imaginons maintenant que, dans le cas représenté **figure 1**, la fréquence de répétition des impulsions

$$f = \frac{1}{T}$$

soit très supérieure à 20 kHz (par exemple 100 ou 200 kHz) et que l'information repré-

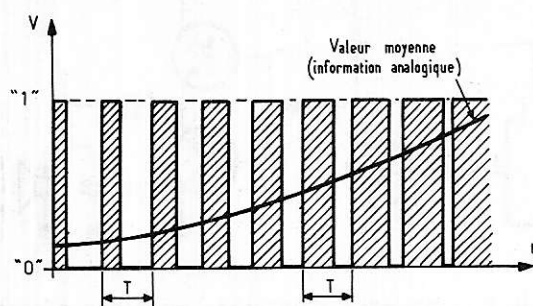


Figure 1 : Codage d'une grandeur analogique sous forme de rapport cyclique à fréquence constante.

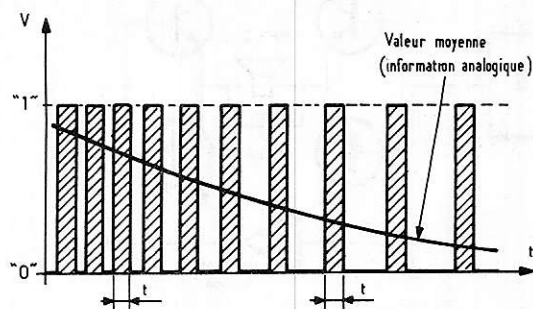


Figure 2 : Codage d'une grandeur analogique sous forme de variation de fréquence d'impulsions de durée constante.

sentée par la valeur moyenne ne soit autre qu'un signal BF. Si nous appliquons un tel signal, avec une amplitude suffisante, aux bornes d'un haut-parleur, l'inertie de la membrane empêchera toute réaction en relation avec la « fréquence porteuse ». La membrane obéira donc seulement à la valeur moyenne, et... le son sera reproduit normalement. Nous venons de découvrir le fondement de la classe D. En effet, l'amplification de signaux rectangulaires est chose aisée (transistors en commutation) et, ce qui n'est pas le moindre avantage, s'effectue au prix d'une dissipation thermique extrêmement faible.

Un ampli « classe D » se composera donc d'une sorte de convertisseur analogique-impulsionnel (modulateur PWM), d'éléments de puissance travaillant en commutation (transistors bipolaires, VMOS, ou même thyristors), et parfois d'un filtre passe-bas venant compléter l'intégration due à l'inertie du haut-parleur.

On comprend ainsi que cette technique permette de réaliser des amplis de très forte puissance (plusieurs kilowatts ou dizaines de kilowatts si nécessaire) ne dissipant que très peu de chaleur et, par suite, munis de refroidisseurs de dimensions très raisonnables. Par ailleurs, cette technologie constitue l'élément de liaison idéal entre un ordinateur (ou microprocesseur) et un haut-parleur, dans toutes les applications envisageables de synthèse de parole ou de musique.

II) EXPERIMENTATION PRATIQUE

Si la réalisation d'amplis de très forte puissance, même en classe D, doit obéir à certaines règles précises, en revanche, l'expérimentation à échelle réduite est extrêmement simple et permet de se familiariser avec les particularités de cette technique originale.

Notre montage de démonstration, représenté **figure 3**, fait appel à deux circuits intégrés aussi courants que possible (555) qui peuvent être remplacés par un seul 556 (double 555), d'après les indications de la **figure 4**.

Le premier 555 (A) est monté en multivibrateur astable, et fonctionne sur une fréquence de 100 à 200 kHz avec un rapport cyclique d'environ 90 %. Les impulsions ainsi créées viennent déclencher le second 555, monté en monostable, mais dont la durée d'impulsion est tributaire de la tension de commande appliquée à la broche 5. Une résistance de 10 k Ω (que l'on pourra éventuellement ajuster lors des essais) sert à déterminer une tension de repos telle que le rapport cyclique de sortie, en l'absence de modulation, soit de 50 %. Un condensateur de 10 μ F superpose à cette tension un signal BF (500 mV eff. environ), qui va donc moduler la largeur des impulsions de sortie.

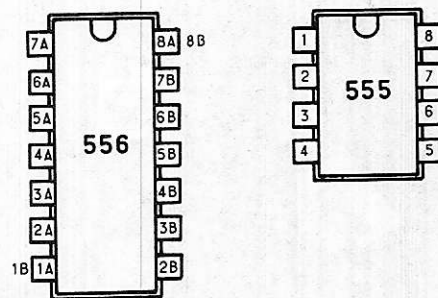
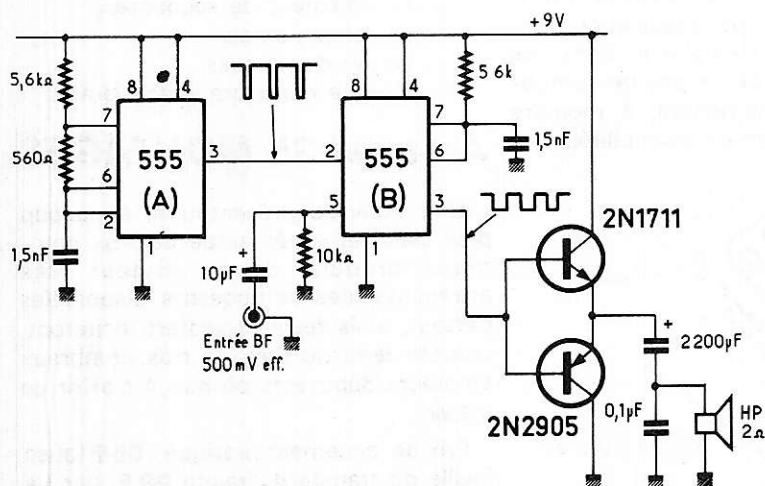


Figure4 : Correspondance entre un 556 et deux 555 (A et B).

Figure 3 : Montage d'expérimentation de l'amplificateur en classe D.

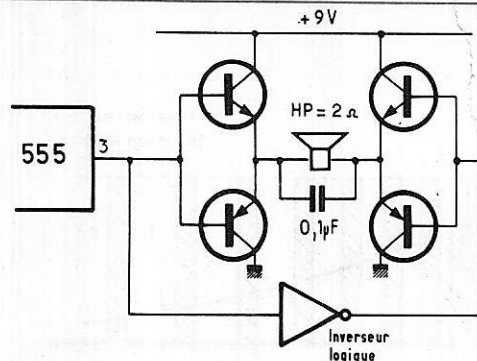


Figure 5 : Montage permettant de quadrupler la puissance de sortie.

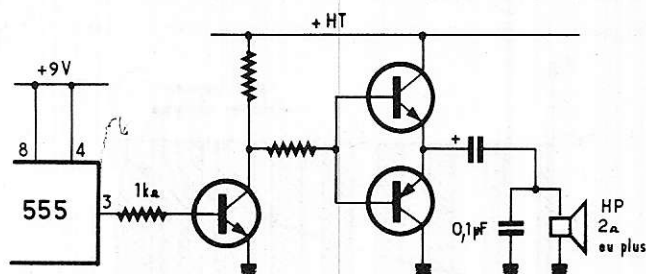


Figure 6 : Utilisation d'un étage de sortie alimenté sous une tension élevée.

Ces impulsions, disponibles sur la broche 3 du second 555 (B) peuvent être traitées en tant que niveaux logiques, sans aucune précaution particulière. Rien n'empêcherait de les faire passer par des portes NOR, NAND, ou autres, de les enregistrer sur bande ou disque d'ordinateur, etc. Notons qu'un tel enregistrement sonore, connu sous le nom d'enregistrement digital, n'est en rien affecté par le bruit de fond des bandes ou des circuits d'enregistrement-lecture. Seul inconvénient, la bande passante de l'enregistreur doit être de plusieurs centaines de kHz.

Dans l'exemple pratique qui nous intéresse, nous avons choisi d'attaquer un

simple haut-parleur au moyen d'une paire complémentaire de transistors travaillant en commutation (pas de pont de polarisation des bases). Un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ empêche les parasitages radio dans les environs.

La figure 5 donne un schéma permettant de quadrupler la puissance, réduite, que peut fournir le montage de la figure 3, alors que la figure 6 montre la facilité avec laquelle on peut piloter avec le 555 alimenté sous 9 V un étage alimenté sous une tension élevée, qui n'est en fait limitée que par les possibilités des transistors utilisés. Lorsque de fortes puissances sont nécessaires, il est fréquent de faire appel à des

tensions de plusieurs centaines de volts et, parfois, de remplacer les transistors par des thyristors. De tels montages sortent cependant du cadre de cette étude d'initiation en raison des précautions qu'ils exigent dans leur calcul et leur mise en œuvre.

Nous espérons avoir cependant clarifié dans l'esprit de nos lecteurs l'image un peu mystérieuse qu'ils pouvaient se faire de la classe D, et en avoir entraîné certains vers des expérimentations d'un intérêt certain.

Patrick GUEULLE

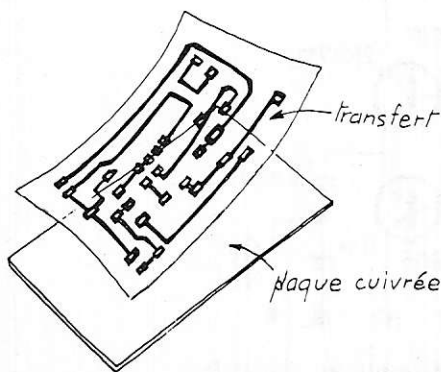
UNE NOUVEAUTÉ SANS PRÉCÉDENT LIVRE + TRANSFERTS = CIRCUITS IMPRIMÉS

Editions Techniques et Scientifiques Françaises

2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.



Chaque livre, et on peut l'appeler livre à juste titre (couverture cartonnée, format 190×260), comporte une feuille de transfert autorisant six circuits imprimés qui permettent par association quatorze montages « tremplin ». Dans ces conditions, et à l'aide de peu de composants, l'amateur parviendra, à moindre frais, à un maximum de possibilités.



Les montages « tremplin »

- L'amplificateur de base.
- L'amplificateur téléphonique.
- L'interphone.
- Le module récepteur.
- La sirène à effet spatial.
- L'alimentation universelle.
- Le déclencheur photo-électrique.
- Le faisceau infrarouge.
- Le détecteur de température.
- Le détecteur d'humidité.
- Le détecteur de secousses.
- Le temporisateur.
- Le jeu de réflexes.
- L'orgue miniature avec vibrato.

Au total 35 MONTAGES

Une nouvelle présentation, beaucoup plus claire et agrémentée de très nombreux croquis, de la couleur très attrayante, des composants disponibles partout, et la feuille transfert inciteront, compte tenu du prix, de très nombreux amateurs débutants ou non, à s'offrir ce plaisir.

Prix de lancement pratiqué : 55 F (avec feuille de transfert), franco 69 F, par La Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

De nombreux amateurs réalisent des montages amplificateurs ; mais lorsqu'ils veulent tester la puissance de sortie, ils doivent se livrer à de nombreux calculs : en fonction du niveau d'entrée quelle

est la puissance de sortie ? etc. Cependant, réaliser un wattmètre qui soit suffisamment fidèle n'est pas chose très facile ; aussi la réalisation sera-t-elle précédée d'une étude la plus complète possible.

Etude et réalisation d'un WATTMETRE à affichage numérique

DESCRIPTION DU PHENOMENE :

En électricité comme en électronique il existe des formules très simples par exemple pour la tension où l'on a $U = RI$; de même le calcul de la puissance dissipée est très simple

$$P_w = R.I^2 = UI = \frac{U^2}{R}$$

pour peu que la tension soit une valeur efficace dans le cas du courant alternatif. On remarque que cette formule est de la forme $y = ax^2$, ou $a = R$

$$\text{ou } = \frac{1}{R}$$

suivant le cas si on travaille en tension ou en courant. La réalisation d'un système à affichage numérique part du principe de la comparaison de deux tensions, l'une étant la valeur pratique à mesurer, l'autre étant la valeur théorique reconstituée au bout d'un temps « t » qui, mesuré, donne l'affichage de la valeur recherchée. Dans le cas de la formule $U = RI$, la chose est simple car il suffit de réaliser une droite ou rampe, ce qui est faisable à l'aide d'un générateur de rampe utilisant un compteur couplé à un groupe de résistances disposées suivant le

principe $R/2R$ (voir **figure 1 A**), il s'agit d'un montage très simple qui sera étudié ultérieurement dans la réalisation, mais pour reproduire une courbe de la forme $y = ax^2$ le problème est plus difficile à résoudre (et la courbe donnée par la **figure 2 B** donne un aperçu de cette difficulté). La pente de la courbe est différente à chaque point.

Une réalisation simple est possible mais seulement par valeurs approchées avec cependant une bonne précision pour un appareil amateur. Il s'agit d'un système utilisant un générateur de courbe à rampes successives, ce sera l'objet de cette première partie. La deuxième partie de l'étude portera sur la réalisation du comptage et des réglages de l'ensemble.

REALISATION D'UN GENERATEUR DE COURBE PAR RAMPES SUCCESSIVES

Dans de nombreux appareils de mesure à affichage numérique, la conversion analogique digitale se fait par comparaison de tension. Dans un wattmètre, il faut comparer une tension mesurée sur une impédance définie à une tension théorique

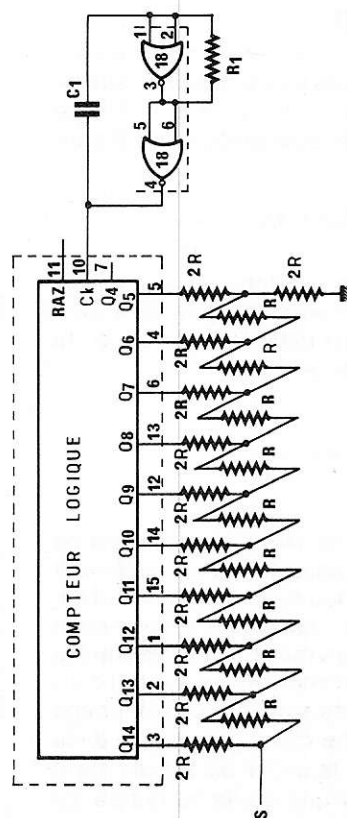
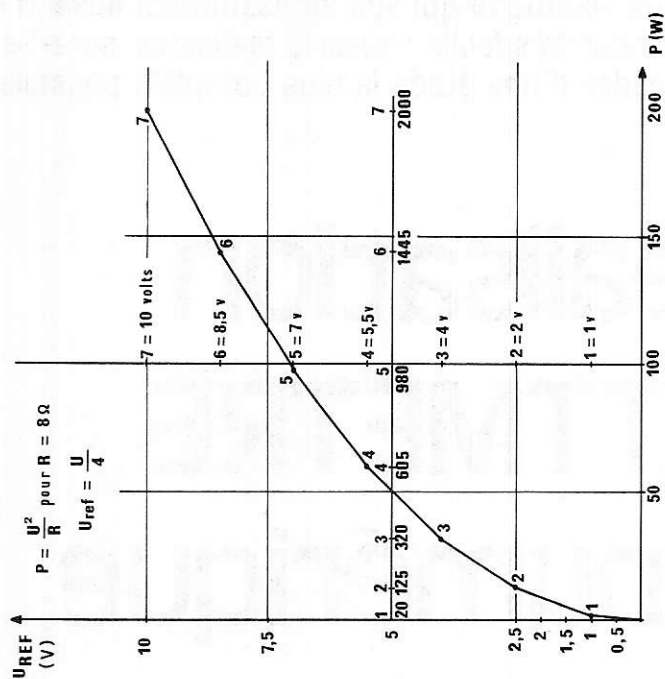
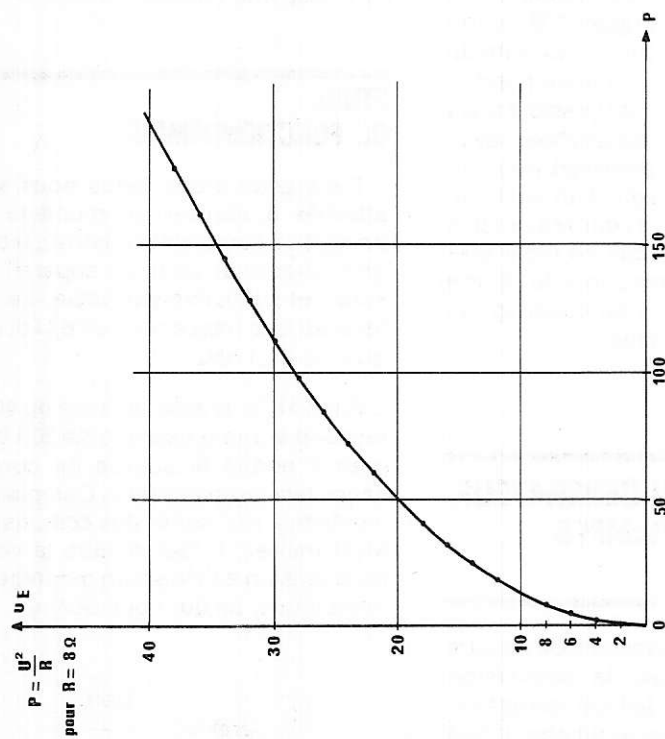
de référence. Le but de ce montage est de réaliser le générateur reproduisant, à l'aide d'impulsions, une courbe de tension particulière. La réalisation porte sur une mesure avec une impédance de 8Ω .

ETUDE DU FONCTIONNEMENT

Dans cette étude, nous nous sommes attachés à réaliser un montage simple (malgré sa complexité relative), facile à régler (important pour un appareil de mesure), et suffisamment fidèle. La mesure faite sur une impédance de 8Ω et une fréquence de 1 kHz.

Sur 8Ω , la tension efficace de 40 V correspond à une puissance de 200 W. La **figure 1** donne la courbe de correspondance tension/puissance. Compte tenu du montage à réaliser et des composants (C. Mos) utilisés, il faut réduire la valeur de cette tension à l'aide d'un montage potentiométrique, ce qui nous donne

$$U_{\text{ref}} = \frac{U_{\text{eff}}}{4}$$



seuil	tension	écart U	puissance	écart P	progression	pente relative
		1		20		1/2
1	1	1,5	2,0	105	90	1,5/10,5
2	2,5	1,5	12,5	195	90	1,5/19,5
3	4	1,5	32,0	285	90	1,5/28,5
4	5,5	1,5	60,5	375	90	1,5/37,5
5	7,0	1,5	98,0	465	90	1,5/46,5
6	8,5	1,5	144,5	555	90	1,5/55,5
7	10		200,0			

(figure 3)

Tableau de correspondance tension/puissance

0 → 1	⇒ $y = ax + b$	$a = 1/2$	$b = 0$
1 → 2	⇒ $y = ax + b$	$a = 1,5/10,5$	$b = 1$
2 → 3	⇒ $y = ax + b$	$a = 1,5/19,5$	$b = 2,5$
3 → 4	⇒ $y = ax + b$	$a = 1,5/28,5$	$b = 4$
4 → 5	⇒ $y = ax + b$	$a = 1,5/37,5$	$b = 5,5$
5 → 6	⇒ $y = ax + b$	$a = 1,5/46,5$	$b = 7$
6 → 7	⇒ $y = ax + b$	$a = 1,5/55,5$	$b = 8,5$

(figure 4)

Tableau de définition des paramètres a et b de la droite.

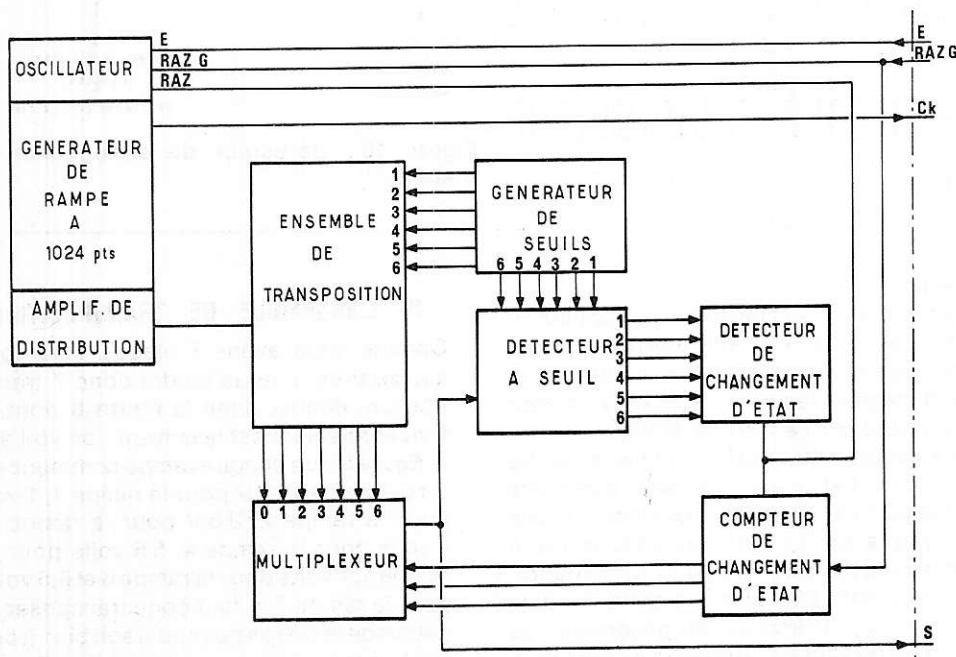


Figure 5 : Synoptique du générateur de courbe à rampes successives.

une valeur de l'ordre de 10 V efficaces qui sera redressée et appliquée au comparateur du montage de la deuxième partie de ce wattmètre. La **figure 2** donne la courbe, modifiée et composée des rampes successives, en tout 7 rampes nécessaires pour obtenir une bonne linéarité et une erreur faible de l'ordre de 1 %. La mesure se fera au 1/10 de watt, ce qui nécessite 2 000 points. Le tableau de la **figure 3** donne les valeurs des seuils choisis et la correspondance en puissance sur 8 Ω ainsi que les écarts entre chaque valeur. On peut remarquer que pour une progression de la tension de 1,5 volt la puissance a une progression de 9,0 watts. Les valeurs de tension seront prises comme seuils de changement de rampe. Donc à chaque valeur, il y aura une modification de la pente pour la droite $y = ax + b$ qui sert d'élément de base, et nous obtiendrons les valeurs indiquées dans le tableau de la **figure 4**.

La **figure 5** donne le schéma synoptique du montage qui est utilisé pour faire cette courbe théorique. Ce montage est composé :

- d'un générateur de rampe à 1 024 pts ;
- d'un ensemble de transposition ;
- d'un générateur de seuil ;
- d'un multiplexeur analogique ;
- d'un détecteur à seuil ;
- d'un détecteur de changement d'état ;
- d'un compteur de changement d'état ;
- d'un système de remise à zéro.

DESCRIPTION DETAILLEE DU FONCTIONNEMENT :

1) GENERATEUR DE RAMPE A 1024 POINTS :

Pour générer des droites de la forme $y = ax$ le meilleur système consiste en un montage avec un compteur dont les sorties sont montées sur un ensemble R/2R présenté à la **figure 6**. On peut voir sur le tableau de la **figure 3** que l'écart maximum est de 555, ce qui impose un générateur en 1 024 points, soit 2 puissance 10. Les générateurs de rampe R/2R présentent l'intérêt d'une linéarité parfaite. Prenons un exemple avec un montage à 2 puissance 4 (**figure 7**). Si nous avons le code .1.0.0.0. on aura au point S une valeur de réduction potentiométrique de $1/22 R/2 R$ pour $Q1 = 0$ on a $2 R/2 R \Leftrightarrow R$. pour $Q2 = 0$ on a $2 R//R + R \Leftrightarrow R$. pour $Q3 = 0$ on a $2 R/R + R \Leftrightarrow R$. d'où pour $Q4 = 1$ on a $2 R + 2 R$. d'où en

$$S = \frac{U}{2}$$

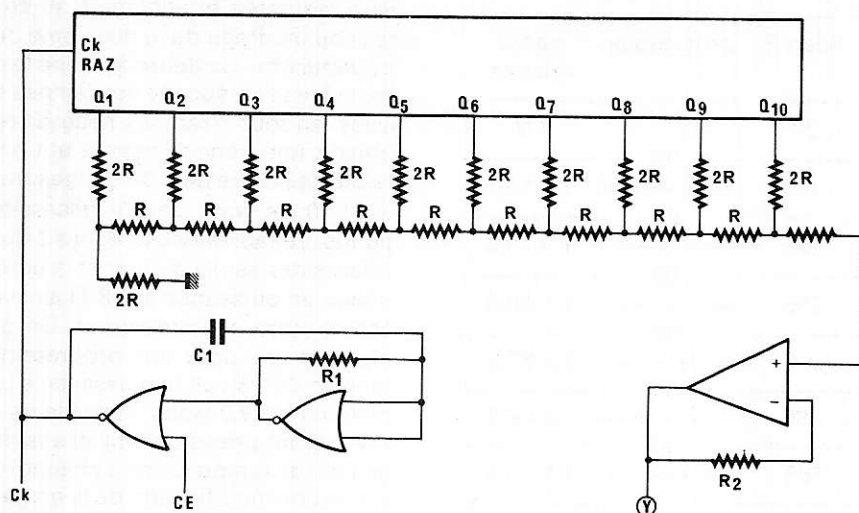


Figure 6 : Générateur de rampe $Y = ax$.

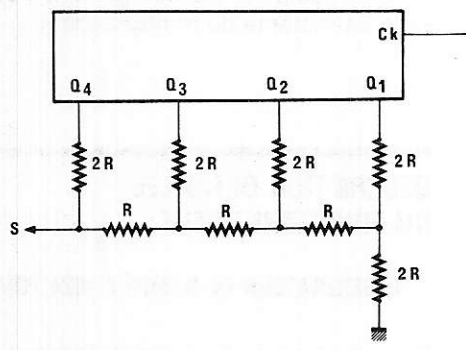


Figure 7 : Générateur de rampe à 16 pas : 2 H.

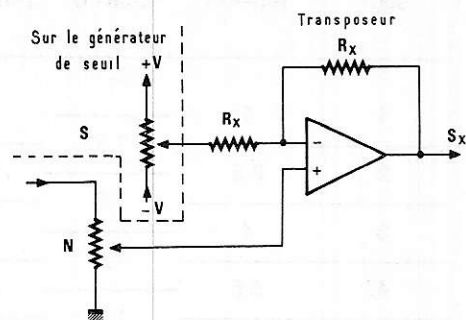
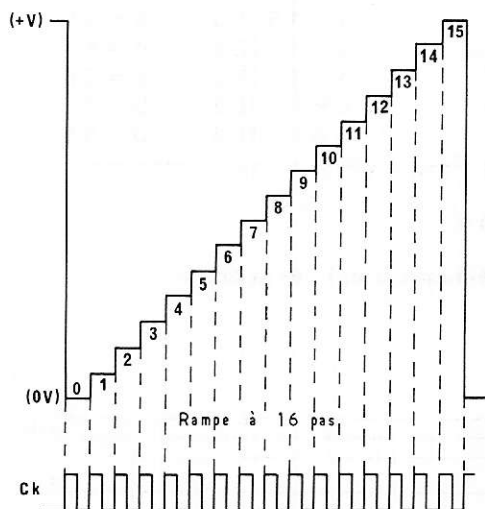


Figure 8 : Transposeur de rampes.

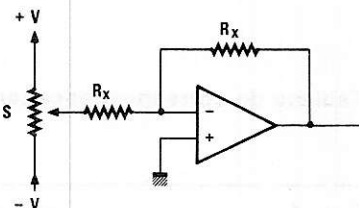


Figure 9 : Générateur de seuil.

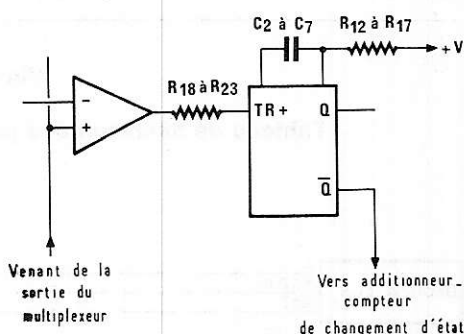


Figure 10 : Détecteur de changement d'états.

U tension d'alimentation du générateur. Chaque fois que l'on aura une impulsion à l'entrée du compte, on a amènera à la sortie S une valeur de tension qui sera égale à $U/2^n$, n étant le nombre de sorties du compte. La rampe aura donc une forme en marche d'escalier qui aura cette valeur $U/2^n$.

Pour pouvoir reproduire la courbe, il faut donc superposer cette rampe aux différentes valeurs de tension dans l'ensemble de transposition.

Les composants utilisés sont : circuit n° 18 CD 4001, dont 2 portes sont utilisées en oscillateur combiné avec R1 et C1. Cet oscillateur peut être bloqué par la commande E servant de circuit de comptage et d'affi-

chage.

Le circuit 19 CD 4020 est un compte 2^{14} dont la sortie Q4 est utilisée comme horloge pour le circuit de comptage et d'affichage et les sorties Q5 et Q14 sont branchées sur l'ensemble R/2R.

Le circuit 1 MC 1458 est utilisé à moitié pour amplifier le signal et ainsi permettre d'attaquer les 7 amplis transposeurs sans désadaptation. La résistance R2 sert à la contre-réaction de l'ampli. L'alimentation de cet ampli est comprise entre + 15 et - 15 volts. Le principe du générateur de courbe par rampes successives amène à utiliser un ensemble de transposition. Le schéma d'un transposeur est donné à la figure 8.

2) L'ENSEMBLE DE TRANSPOSITION :

Comme nous avons 7 étages, 7 rampes successives, il nous faudra donc 7 transposeurs décrits dans la figure 8 dont le fonctionnement est le suivant : on voit sur la figure 2 que chaque rampe commence à un certain seuil 0 V pour la rampe 1, 1 volt pour la rampe 2, 2,5 V pour la rampe 3, 4 volts pour la rampe 4, 5,5 volts pour la rampe 5, 7 volts pour la rampe 6 et 8,5 volts pour la rampe 7. Il faut donc transposer le départ de la rampe pour qu'il soit bien à ces valeurs, pour cela on utilise un ampli opérationnel pour chaque rampe. L'entrée (+) de l'angle reçoit le signal rampe à travers un potentiomètre qui en règle la pente ;

l'entrée (—) reçoit un signal continu réglé à l'aide d'un potentiomètre de seuil, la résistance de gain de l'ampli étant de la même valeur que celle de rappel 47 k Ω . Cette valeur de résistance n'est pas critique, mais il faut faire attention à ce que les quatre résistances faisant partie d'un même ensemble transposeur-générateur de seuil aient exactement la même valeur pour éviter les sauts d'une rampe à l'autre. Car on doit trouver la même valeur en sortie du transposeur et du générateur de seuil précédents, branchés sur le même détecteur de seuil, lorsque l'entrée du transposeur est à la masse. Ainsi, lorsque la rampe précédente atteint la valeur du seuil suivant, il y a détection d'égalité et changement de rampe et ainsi de suite...

3) GENERATEUR DE SEUIL :

La figure 9 donne le schéma du générateur de seuil. On peut remarquer que l'on retrouve les résistances Rx qui ont exactement les mêmes valeurs que les précédentes, voir les couples de résistances dans la nomenclature R6 - R7 - R8 - R9 - R10 - R11, qui sont au nombre de 4 par dénomination et très précisément de même valeur, ne pas hésiter à se fabriquer un pont de Wheatstone pour déterminer ces jeux de 4 résistances, car la précision du module final dépend de ces résistances. Lorsque l'on règle le seuil du transposeur, on règle aussi par le même potentiomètre la valeur du seuil de détection de la rampe précédente, ainsi pas de risque d'avoir une courbe avec des creux ou des bosses. Le passage d'une rampe à l'autre se fait sans problème.

4) LES DETECTEURS A SEUIL :

La figure 10 donne le schéma du détecteur à seuil ; afin de conserver une certaine unité au montage, on utilise les mêmes amplis MC 1458 dont le seuil est de l'ordre de 10 mV, ce qui est suffisant pour le montage réalisé et la précision souhaitée. On retrouve sur l'entrée (—) du détecteur, le seuil qui doit être atteint et sur l'entrée (+), la courbe de sortie du multiplexeur analogique, ainsi lorsque l'entrée (+) est inférieure à l'entrée (—) du détecteur, la sortie de celui-ci est à (—V) lorsque la courbe passe le seuil il y a basculement et la sortie passe au (+V), ce qui va occasionner le changement de rampes.

5) DETECTEUR DE CHANGEMENT D'ETATS :

La figure 11 donne le schéma de ce détecteur de changement d'état qui doit prendre en compte les passages de (—V) à (+V) des détecteurs à seuils. Pour pouvoir obtenir une impulsion à chaque passage il

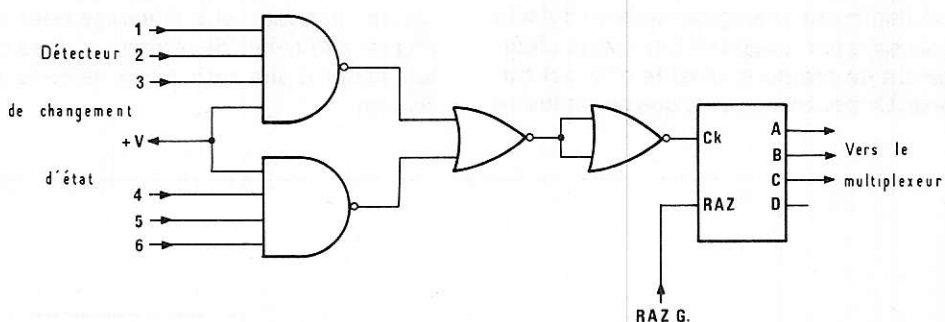


Figure 11 : Compteur de changement d'états.

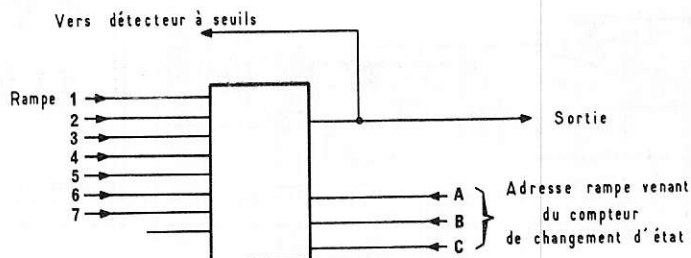


Figure 12 : Multiplicateur analogique.

faut utiliser un monostable qui réagit sur les fronts montants et délivre une impulsion fine. Cette impulsion doit être à peu près de la même largeur que l'impulsion d'horloge qui sert à piloter l'ensemble du générateur de rampe. C'est pourquoi la valeur des capacités C2 et C7 ne doit pas dépasser 10 nF. Les résistances R18 à R23 servent de limitation au courant d'appel sur l'entrée TR⁺ du monostable lorsque la sortie du détecteur est à —V évitant ainsi un échauffement des monostables. Les circuits utilisés pour ces monostables sont CI 11 à 13 de type CD 4098-BE. Attention, il faut que l'impulsion de sortie des monostables soit très nette et propre, sans oscillations parasites.

6) LE COMPTEUR DE CHANGEMENT D'ETATS :

La figure 12 donne le schéma de cet ensemble d'addition et comptage. Chaque fois qu'il y a détection d'un passage par un seuil, il faut passer à la rampe suivante, ainsi, après la détection du seuil du détecteur 1, une impulsion est comptée par le compteur qui passe à 1, puis après la détection du seuil du détecteur 2, une nouvelle impulsion qui fait passer le compteur

de changement de rampe à 2 et on change à nouveau de rampe, et ainsi de suite. Cependant, il faut réaliser un montage pour passer d'informations en parallèle (les sorties de chaque monostable) à une information série (l'entrée du compteur de changement d'état un CD 4029 B). Les sorties Q des monostables sont appliquées à une porte Nand double à 4 entrées, 6 sont utilisées et 2 mises à « 1 » en permanence. Lorsqu'il y a une impulsion, c'est un passage à zéro qui est détecté par les portes Nand, la sortie de la porte passe fugitivement à 1, ce qui est détecté par la porte « OU » qui suit, la sortie de la porte OU présente la succession des passages de changement d'état. La RZG venant du compteur d'affichage permet la réinitialisation de l'ensemble par un passage à zéro du système et le cycle reprend. Chaque impulsion est dirigée sur le générateur de rampe afin de réinitialiser la rampe à chaque changement.

7) MULTIPLEXEUR ANALOGIQUE :

La figure 12 donne le schéma du montage de ce module qui a pour but de juxtaposer les différentes rampes pour réaliser la courbe voulue. Lorsque l'on a zéro au

compteur de changement d'état, c'est la rampe n° 1 qui traverse le multiplexeur, après la détection du passage au seuil n° 1, le compteur passe à 1 et la rampe 2 traverse le multiplexeur analogique puis on détecte le passage par le seuil n° 2, nouveau changement de rampe et c'est la n° 2 qui traverse. On peut remarquer que pour plus de

précision c'est la même du multiplexeur qui sert à définir les passages du seuil. Cette sortie qui représente la courbe à mesurer est ensuite dirigée sur l'ensemble de comptage et d'affichage pour être analysée et servir de référence, mais ceci fera l'objet d'une autre partie de cette réalisation.

8) LE SYSTEME DE REMISE A ZERO :

Ce système de remise à zéro est double car il faut à chaque changement de rampe remettre celle-ci à zéro, ceci se passe en aiguillant l'impulsion des détecteurs de changement d'état vers le compteur gé-

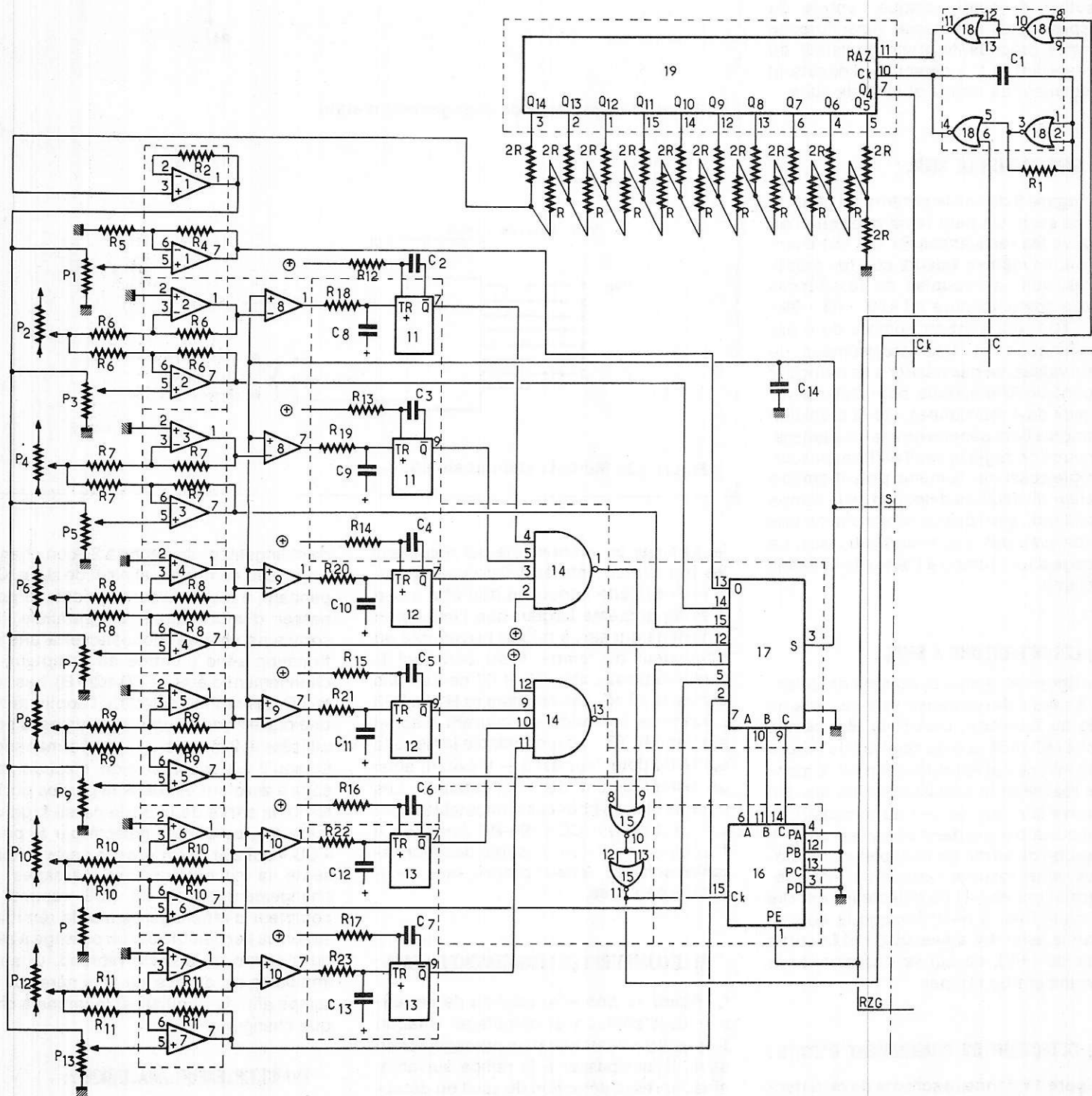


Figure 13 : Circuit imprimé n° 1 : schéma de principe (générateur de courbes à rampes successives).

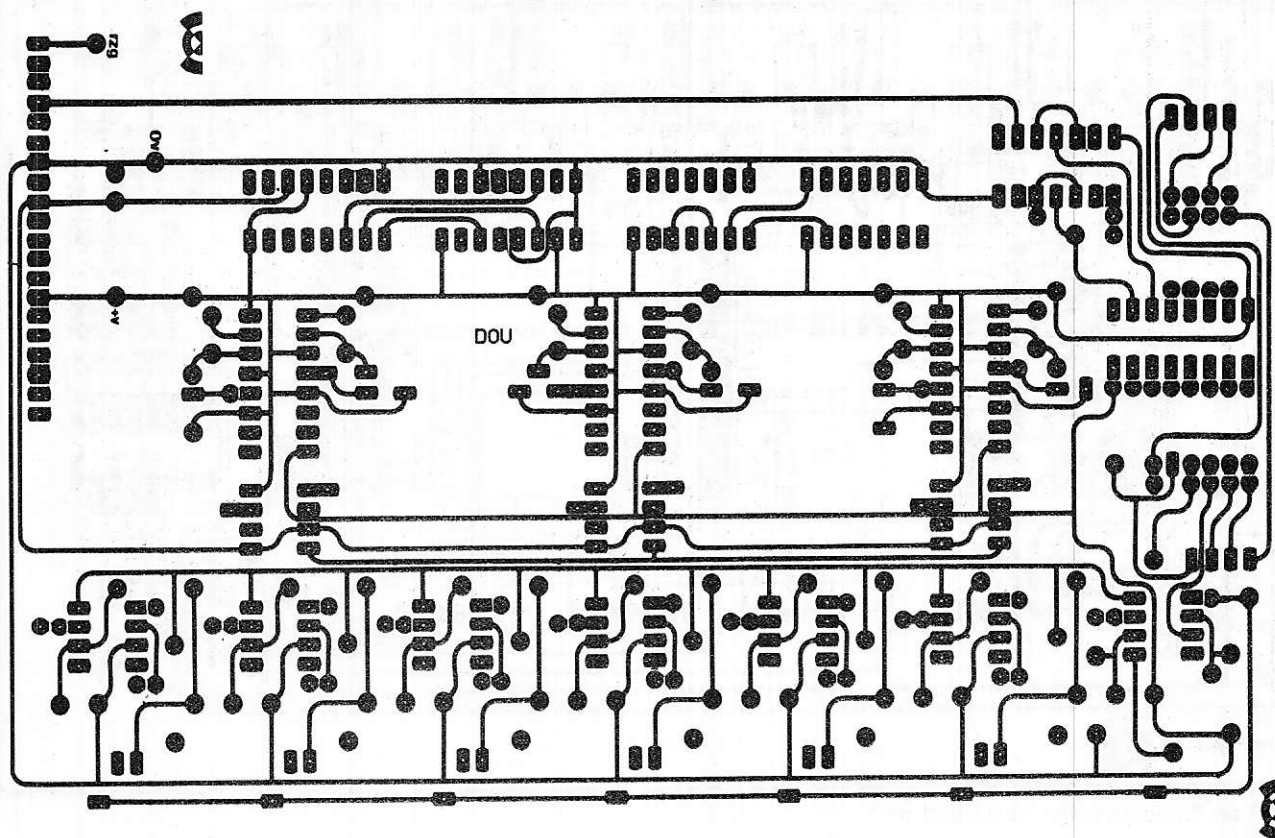


Figure 14 : Circuit imprimé n° 1 côté soudures.

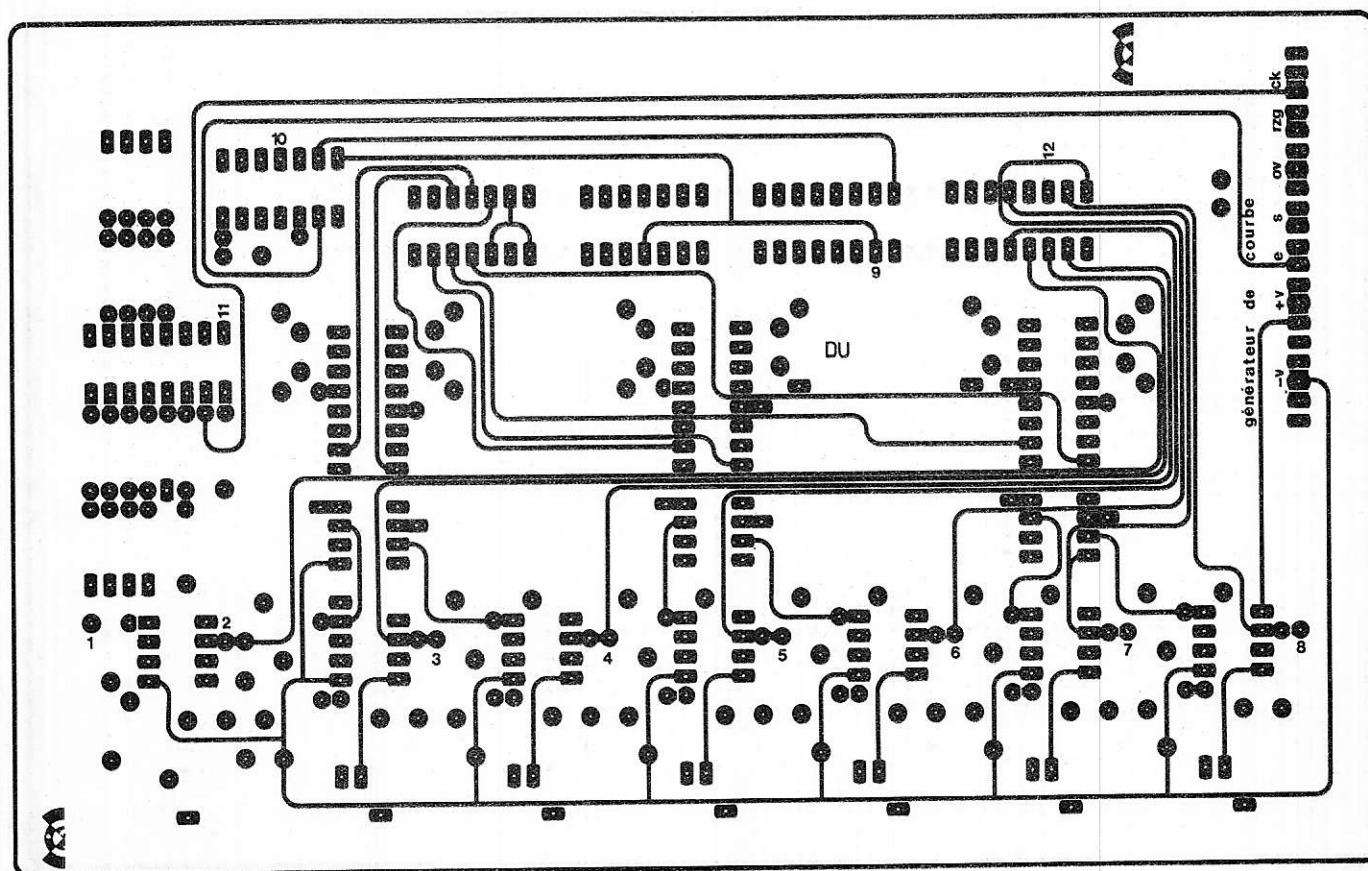


Figure 15 : Circuit imprimé n° 1 (côté composants).

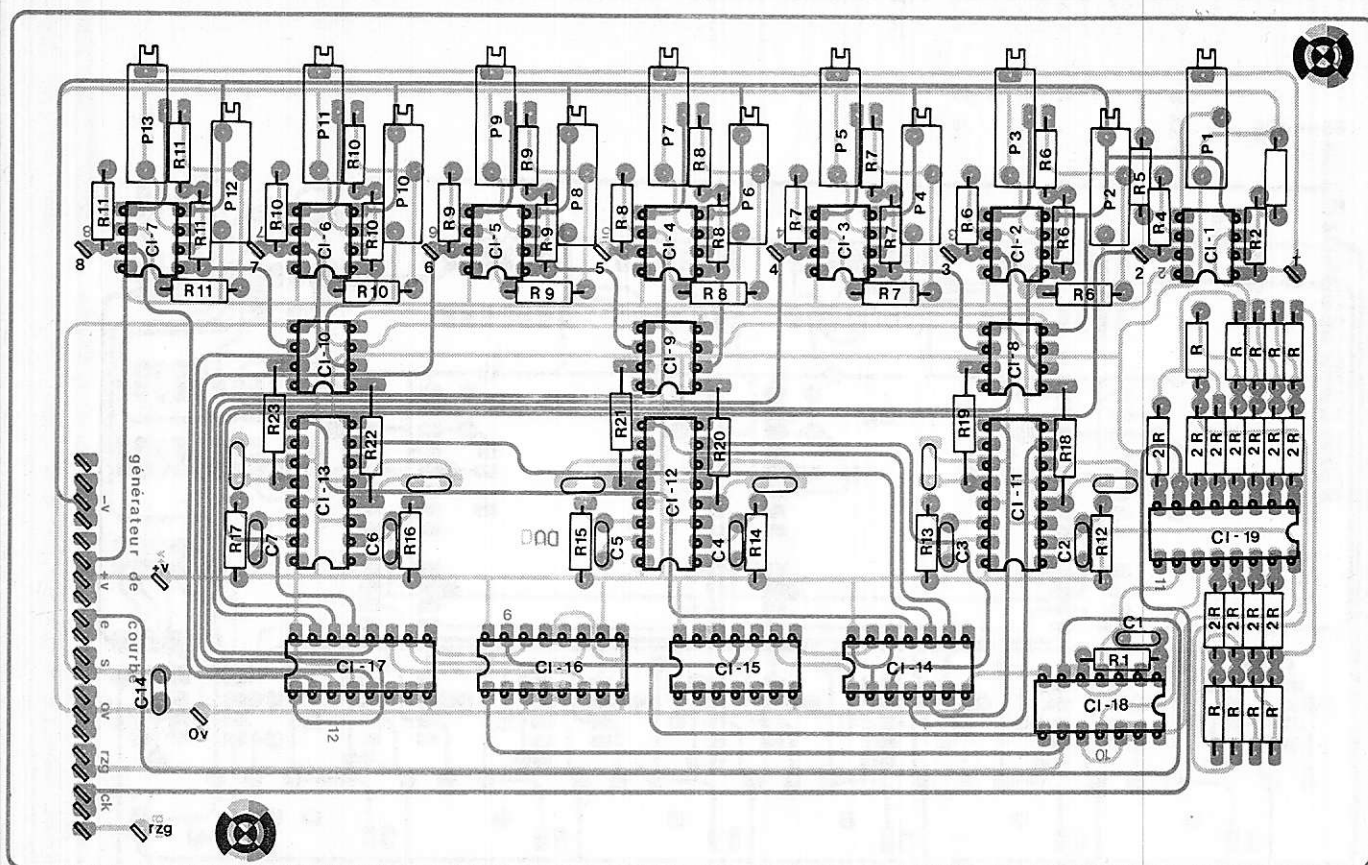


Figure 16 : Plan d'implantation du circuit n° 1.

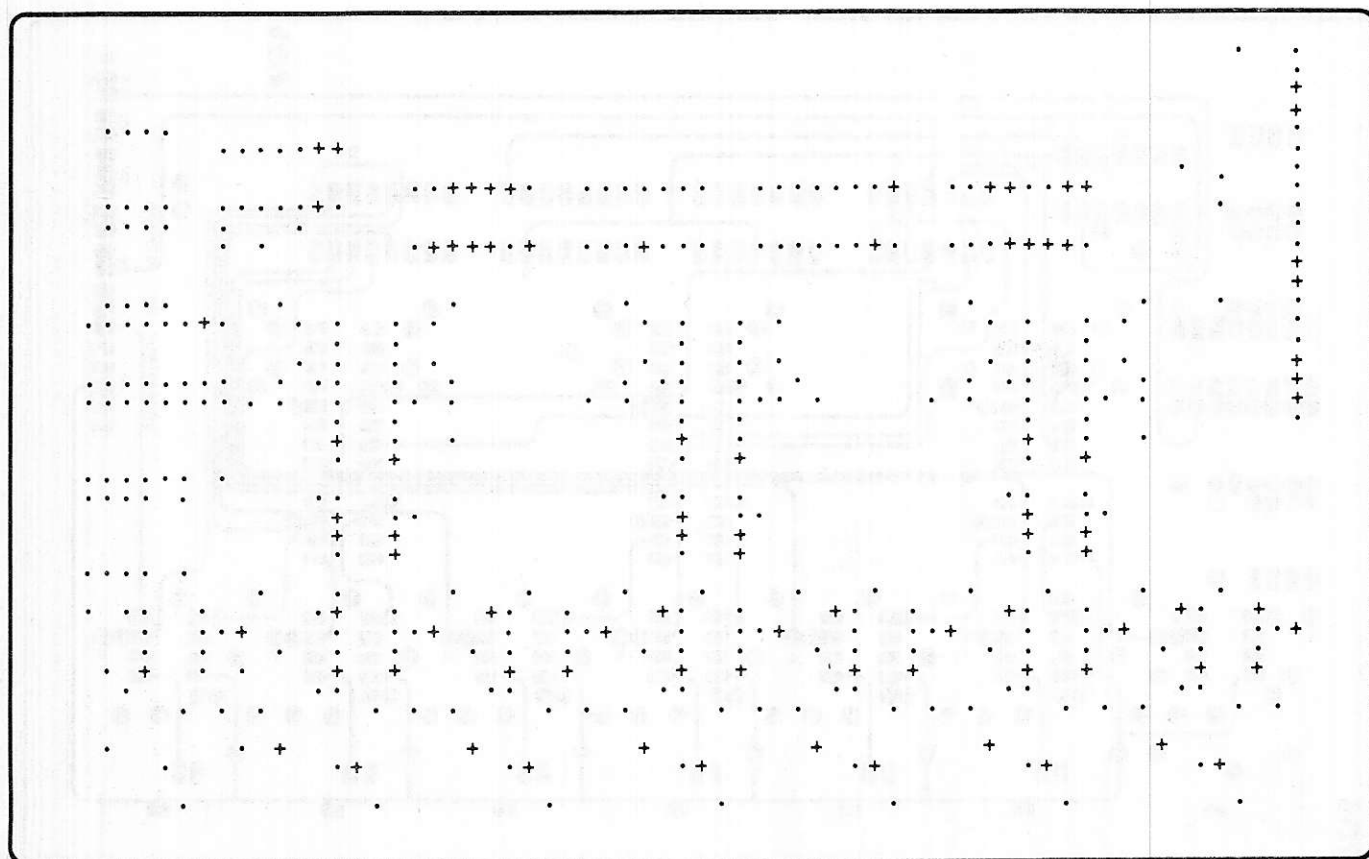


Figure 17 : Plan de perçage du circuit 1 (+ liaison double face).

nérateur de rampe qui passe à zéro à chaque impulsion, mais il faut aussi que l'impulsion de remise à zéro générale, remette à zéro le générateur de rampe et une porte « OU » constituée d'une porte NOR et d'un inverseur boîtier n° 18 (CD 4001 BE), la sortie de cette porte « OU » attaque l'entrée RAZ du compteur générateur de rampe. L'entrée RZG est aussi dirigée vers l'entrée PE du compteur de changement d'état. L'entrée PE (Preset-encable) du CD 4029 permet de copier vers la sortie du compteur la valeur des entrées PA - PB - PC - PD, en mettant ces entrées à zéro l'entrée PE sert de RAZ. Ainsi, lorsque l'on recevra l'ordre de remise à zéro du circuit n° 2, la rampe reviendra à zéro et le compteur détecteur de changement d'état, le système sera prêt pour réaliser une nouvelle courbe.

9) LE DESCRIPTIF DU SYSTEME :

Il a été concrétisé dans un circuit imprimé double face, donné par les **figures 14 et 15** le marquage DU veut dire côté dessus, soit côté composants, et DOU veut dire dessous, soit côté soudure. La **figure 13** regroupe en un schéma unique tous les éléments décrits plus haut. La disposition des composants sur le circuit imprimé a été noté à la **figure 16** et le plan de perçage avec les points à souder côté composants est donné par la **figure 17**. Tous les composants utilisés pour ce générateur de courbe ont été faciles à trouver. Le prix de revient de ce circuit n° 1 est d'environ 300 F, mais attention à la réalisation car il faudra beaucoup de soins et suivre la méthode décrite ci-après pour éviter les embûches du câblage d'un circuit double face dont les trous ne sont pas métallisés.

CABLAGE DU CIRCUIT IMPRIME N° 1

Après cette explication théorique du fonctionnement du système à rampes successives, étudions la réalisation d'ordre pratique. Le circuit double face réalisé de façon purement artisanale par l'auteur du montage est donc faisable par n'importe quel opérateur disposant du matériel sommaire ci-après :

- une équerre intérieure de l'épaisseur du circuit imprimé ;
- un banc générateur d'U.V. pour 1 face ;
- un bain de révélateur photo (soude) ;
- un bain de révélateur gravure (perchlorure de fer).

Ces quelques éléments sont suffisants pour obtenir le circuit proposé malgré la faible épaisseur de certains tracés : 4/10 de mm.

Une fois le circuit imprimé obtenu, réaliser le perçage total sans oublier de trous car en cours d'implantation il est difficile d'en percer. Des photos des différentes étapes permettent de s'auto-contrôler durant le montage.

REALISATION DU CABLAGE

1. — Implanter le circuit intégré CD 4001 BE (circuit intégré n° 18) qui sert d'oscillateur ainsi que la résistance R1 et le condensateur C1, ne pas oublier lors du soudage des circuits les points à souder sur la face DU (dessus : côté composants). Implanter le circuit intégré CD 4020 BE (circuit intégré n° 19) qui sert de compteur générateur de rampe.

Sur un jeu de 20 résistances de 200 k Ω faire un tri pour ne conserver qu'une quantité de 11 résistances très proches en valeur pour les résistances 2R. Faire de même pour les résistances R de 100 k Ω . Câbler ces résistances sur la carte.

Pour tester cette première partie du câblage, placer des broches de wrapping dans les trous de liaisons avec la carte de comptage-affichage sur les emplacements +V ; 0V ; e ; RZG. Relier les points RZG ; e et 0V au « 0 » du 12 volts et le + V au + du 12 volts. Placer un strap comme indiqué sur la photo 1 entre les pattes 8 et 9 du Ci 18 CD 4001. La **photo 1** montre toute la partie qui vient d'être câblée. On peut remarquer sur la sortie 7 la présence d'une broche (point de test) qui sert dans la **photo 2**. La **photo n° 2** présente le signal en sortie de l'horloge primaire CD 4001, patte n° 4 ou patte 10 du CD 4020 sur le tracé du haut, et la sortie de l'horloge secondaire en Ck sur

la patte 7 du CD 4020 sur le tracé du bas. La **photo 3** montre l'horloge secondaire Ck (10V/division) et la rampe primaire réalisée à l'aide de l'ensemble R/2 R pour obtenir une image stable, il a été nécessaire de synchroniser l'oscilloscope par un signal extérieur pris sur la patte 3 du CD 4020. La sonde permettant de visualiser la rampe est placée sur l'entrée, patte 3 du MC 1438-CI n° 1 (v/division).

2. — Après ces quelques vérifications du bon fonctionnement de ce début de câblage, nous allons réaliser le câblage de l'ensemble de transposition et générateurs de seuils. La procédure à utiliser doit être suivie scrupuleusement car ce câblage n'est pas simple. Utiliser une panne de fer à souder très fine car certaines soudures sur la face DU sont difficiles. Positionner les potentiomètres P1 à P 12 de 1 M Ω et 47 k Ω un par un. Comme il faut réaliser une soudure d'une patte de ces potentiomètres côté composants et qu'ils ont leur sortie vers le bas, il va être nécessaire de les maintenir légèrement surélevés durant le soudage. Il faut réaliser une petite cale d'une épaisseur de 2 à 3 mm suivant la grosseur de la panne du fer à souder. Les soudures côté DU sont à réaliser sur les potentiomètres de 1 M Ω sur le point milieu et pour ceux de 47 k Ω sur la patte la plus près du bord du circuit imprimé. La **photo 4** montre les points de soudure à réaliser.

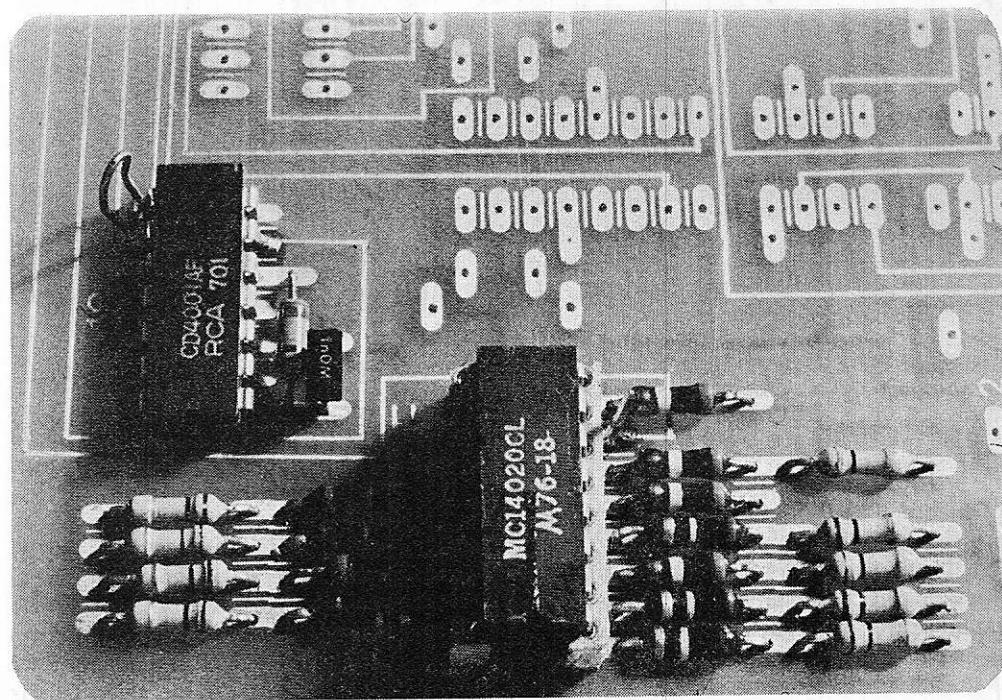


Photo 1 : oscillateur de base et compteur générateur de rampe CD 4001 et CD 4020 on peut remarquer le strap entre les pattes 8 et 9 du CD 4001 et la broche à wrapper du CD 4020 patte 7. Les résistances les plus près du CD 4020 font 200 k Ω les autres 100 k Ω

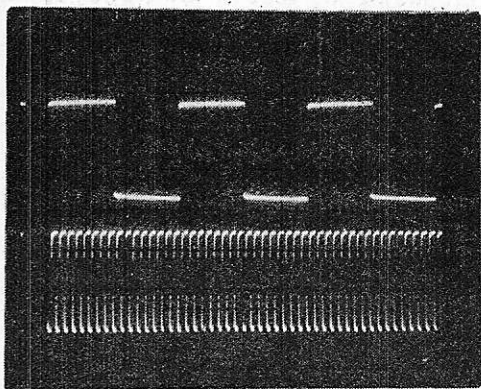


Photo 2 : en bas, signal d'horloge de base sortie patte 4 du CD 4001 5 V/div ; en haut signal d'horloge de comptage sortie patte 7 du CD 4020 5 V/div.

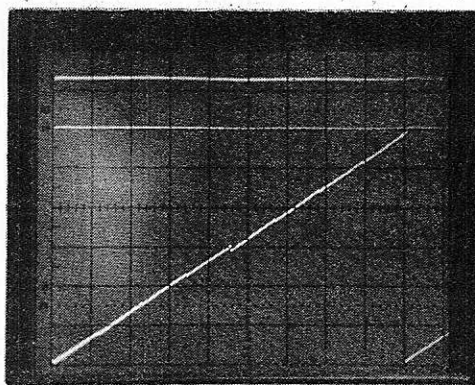


Photo 3 : en haut horloge secondaire (10 V/div) en bas la rampe obtenue en sortie de l'ensemble R/2R (2 V/div) on peut remarquer des pointes sur la droite, elles sont dues à une ou plusieurs résistances R ou 2R qui diffèrent légèrement des autres.

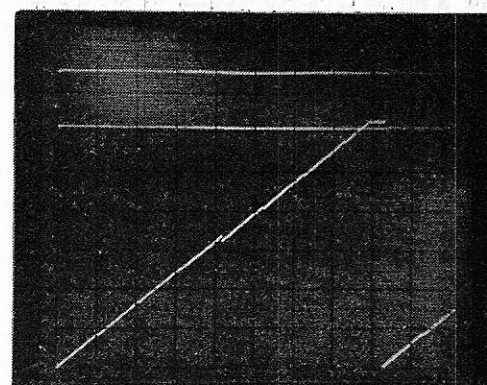


Photo 5 : exemple de broches à wrapper et cale pour le positionnement des potentiomètres.

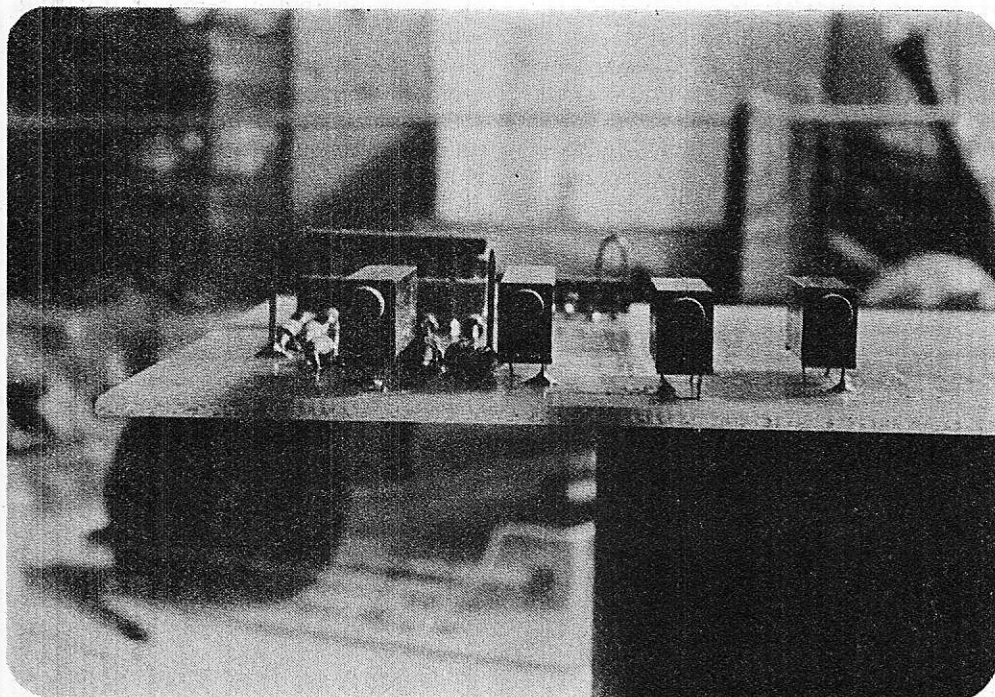


Photo 4 : points des potentiomètres à souder côté composants (milieu des 1 M Ω et le plus proche du bord du circuit pour les 47 k Ω).

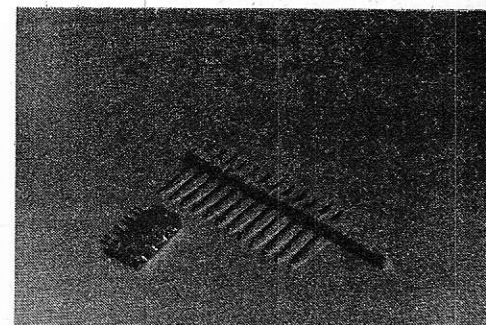


Photo 6 : Rampe relevée au niveau de la pointe de test n° 1 (2 V/div)

Dès que les 13 potentiomètres sont câblés proprement et bien alignés pour faciliter les modifications de réglage, lorsque le module sera implanté, prendre des résistances de 47 k Ω et les mesurer soit à l'aide d'un voltmètre-ohmmètre à affichage numérique ce qui sera le plus rapide, soit à l'aide d'un pont de Wheatstone, ce qui est plus facile et à la portée de tout amateur. Une fois ces résistances mesurées, ou classées, par groupes de 4 identiques avec une différence de valeur meil-

leure que 1 %, ne pas oublier que c'est de la précision de cette mesure et de ce classement que résulte la qualité du montage. La valeur propre des résistances importe peu par elle-même, qu'elle soit située entre 45 et 50 k Ω pourvu que les quatre d'un même groupe soient identiques en valeur ou aura toujours un gain de 1 dans les amplis. Une fois ces groupes de 4 résistances réalisés, les placer autour des CI n° 2 à 7, puis placer aussi les résistances R2, R5, R4 à leur position. Placer ensuite le CI n° 1

dans son emplacement (MC 1458). Souder les broches du CI n° 1 du côté DU comme indiqué à la figure 17 qui regroupe à la fois le plan de perçage et les points à souder côté DU présentés par une croix (X). Mettre à son emplacement marqué 1 sur le circuit imprimé une broche de mini wrapping qui sera soudée des deux côtés du circuit imprimé (faire de même pour les points de test de 2 à 8). Au point de test n° 1 placer la sonde de l'oscilloscope et vérifier que l'on a l'image donnée par la photo 5. La photo 6

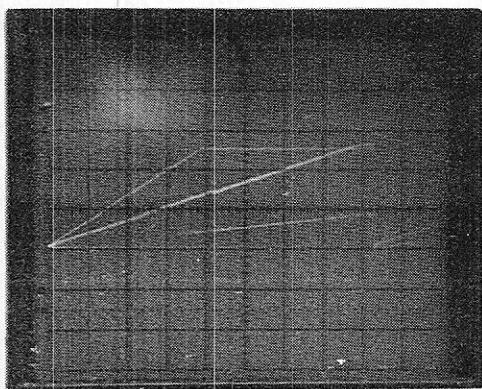


Photo 7 : Rampes relevées au niveau des pointes de test n° 2 et 3. On voit que celle de la pointe de test n° 3 démarre à une tension différente (1 volt division).

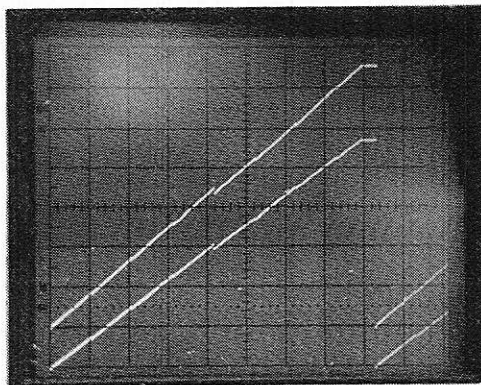


Photo 8 : différentes rampes réalisées en agissant sur le potentiomètre de 1 MΩ de la rampe 1 (relevées sur la pointe de test n° 2) (2 volts division)

présente une broche de mini wrapping utilisée, tirée de sa barrette, et la cale de positionnement utilisée pour monter les potentiomètres. Placer la sonde de l'oscilloscope sur le point de test n°2 et vérifier que l'un agissant sur le potentiomètre P1 de 1 MΩ, on fait bien varier la pente de la droite.

Remarque : il sera nécessaire avant tout branchement et contrôle, à ce niveau du câblage, il faudra placer le CI n° 7 car c'est par le soudage de sa patte 8 des deux côtés du circuit imprimé que l'on réalise l'alimentation en + 12 volts. La **photo 7** donne plusieurs pentes que l'on peut obtenir en faisant varier le potentiomètre P1. Placer le circuit intégré MC 1458 (CI n° 2) à sa place ne pas oublier de souder les pattes côté OU. A l'aide de la pointe de test n° 3 vérifier que l'on a la même image que pour la pointe de test n° 2 et que le potentiomètre P3 règle bien la pente de la droite, seule différence avec la pointe de test n° 2, la droite demeure à un niveau différent, voir **photo 8**. Faire varier la pente de la droite jusqu'à 0, pour obtenir une droite horizontale. A l'aide d'un voltmètre, relever la valeur de la tension continue sur les pattes 1 et 7 du circuit concerné CI n° 2. Les deux valeurs doivent être presque identiques si le choix des résistances a été fait comme indiqué plus haut. Régler cette valeur de tension à l'aide du potentiomètre P2, comme indiqué au tableau de la **figure 3** qui donne les valeurs du seuil ici 1 volt, attention, il faut que le potentiomètre de niveau soit à zéro (1 MΩ) pour cette mesure faire de même pour les autres circuits CI n° 3 à 7, et noter les valeurs sur le tableau ci-après, on peut lire les valeurs relevées sur le montage prototype réalisé par l'auteur.

Seuil	1	2	3	4	5	6
patte 1	0,998	2,49	4,01	5,58	6,98	8,03
patte 7	0,999	2,49	4,00	5,50	6,99	8,00
valeur	1 V	2,5 V	4 V	5,5 V	7 V	8,5 V

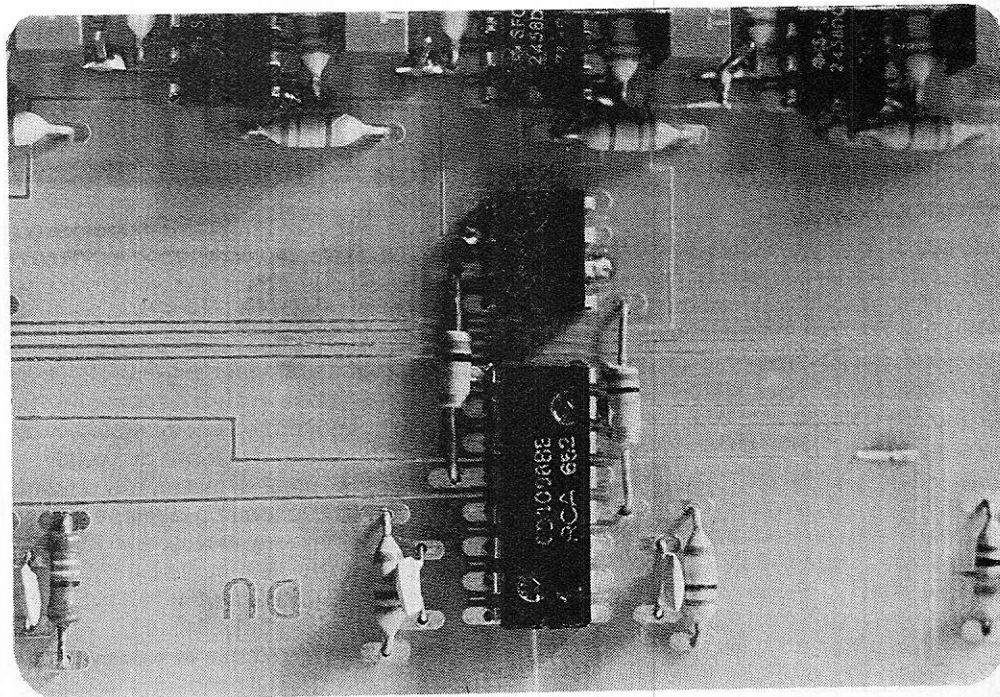


Photo 9 : câblage de la partie détection et détection de changement d'état, les condensateurs du filtrage ne sont pas installés (C9 à C13). Le circuit utilisé CD 4098 BE est un équivalent de CD 4528 mais à déconseiller car trop fragile.

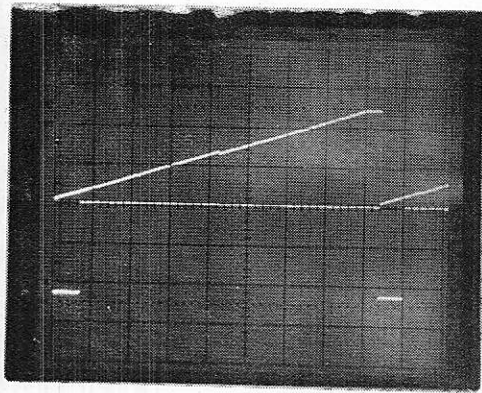


Photo 10 : exemple de détection au niveau du premier détecteur pour un seuil de 1 volt, en haut la rampe prise sur la pointe de test 1. et la trace du bas est prise en sortie de l'ampli patte 1 du CI n° 8.

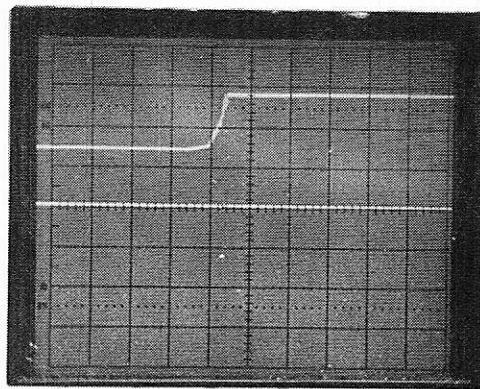


Photo 11 : la trace du haut donne l'impulsion correspondante à la détection au seuil de 1 volt. la trace du bas donne la rampe pour (1 volt div.).

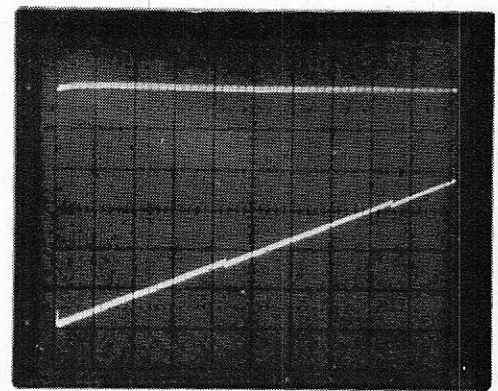


Photo 12 : la trace du haut donne la sortie du détecteur à seuil, le temps de montée est légèrement courbe à cause de la capacité de filtrage d'impulsions la trace du bas donne la sortie du monostable l'impulsion est très fine (10 V div.).

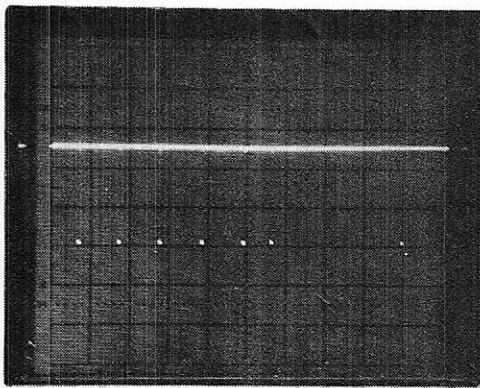


Photo 13 : relevé de la somme des impulsions au niveau de la patte 10 du CI 15

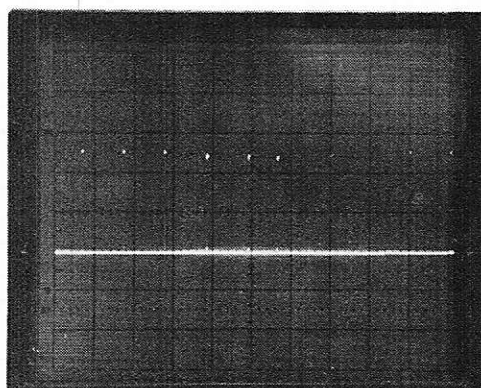


Photo 14 : relevé des impulsions sortie 11 du CI n° 15, attention il faut avoir supprimé le strapp reliant les points 8 et 9 du CI n° 18 pour obtenir cette image.

Vérifier sur les points de test 4 à 8 les rampes successives et régler les seuils pour obtenir un bon fonctionnement il faut que l'erreur des seuils soit inférieure à 1 %.

3) — Câblage de la partie détecteur de niveau et détecteurs de changement d'état. Cette partie comporte beaucoup moins de composants à câbler. Cependant, beaucoup de soin doit être apporté à cette réalisation. Positionner les circuits de détection (circuits intégrés n° 8, 9, 10 qui sont des MC 1458) dans leur emplacement; commencer par souder comme pour chacun des circuits le côté DU avec les pattes 2 et 6 de chaque circuit et en plus la patte 4 du circuit n° 8 puis souder le côté DOU de chacun. Positionner ensuite les circuits détecteurs de changement d'état (circuits intégrés n° 11, 12, 13 qui sont des CD 4528 BE) faire d'abord les soudures côté DU pattes 7 et 9 de chaque circuit puis souder le côté DOU. Placer les résistances R12 à R17 (de 10 kΩ) et les condensateurs C2 à C7 de 1,5 nF. Chaque ensemble RC permet d'obtenir la constante de temps de l'impulsion du monostable.

La **photo 9** montre le câblage de cette partie, les capas de filtrage d'entrée ne sont pas câblés. Placer ensuite la résistance de rappel d'entrée des monostables R18 à R23 et les capas de filtrage si nécessaire. Réaliser une liaison entre le point de test (1) et le point de sortie (S) du circuit 1.

Ceci permet de ramener sur les amplis de détection la rampe et ainsi de pouvoir vérifier le bon fonctionnement du système. La **photo 10** donne le descriptif de ce qui se passe sur le premier détecteur qui réagit à 1 volt. On voit que lorsque la rampe atteint 1 volt l'ampli bascule et passe à + 12 volts. Au repos, la sortie de l'ampli est à - 12 volts. (5 volts par division). La **photo 11** montre ce qui se passe lors du passage à + 12 volts du détecteur, on voit que la sortie du monostable passe à 0 (Q) pendant le temps RC qui est donné par la résistance de 10 kΩ et 1,5 nF de capacité du condensateur. La **photo 12** montre la même impulsion mais avec la rampe cette impulsion est créée lorsque la rampe passe par 1 volt. (1 V par division pour la rampe, 10 V dix pour l'im-

pulsion). La **photo 13** donne la sortie de l'additionneur patte 10 du circuit 15 qui rassemble les impulsions de tous les détecteurs. La **photo 14** donne la sortie patte 11. du circuit 15 ces impulsions attaquent le compteur et la remise à zéro du générateur de rampe entrée 8 du circuit 18. Câbler ensuite les circuits 16 et 17 ce qui permet d'obtenir le montage tel qu'il est décrit par la **photo 15**. Le circuit n° 1 est ainsi terminé et nous passerons au circuit de comptage et d'affichage circuit n° 2 dans un prochain numéro.

B. VUCCINO

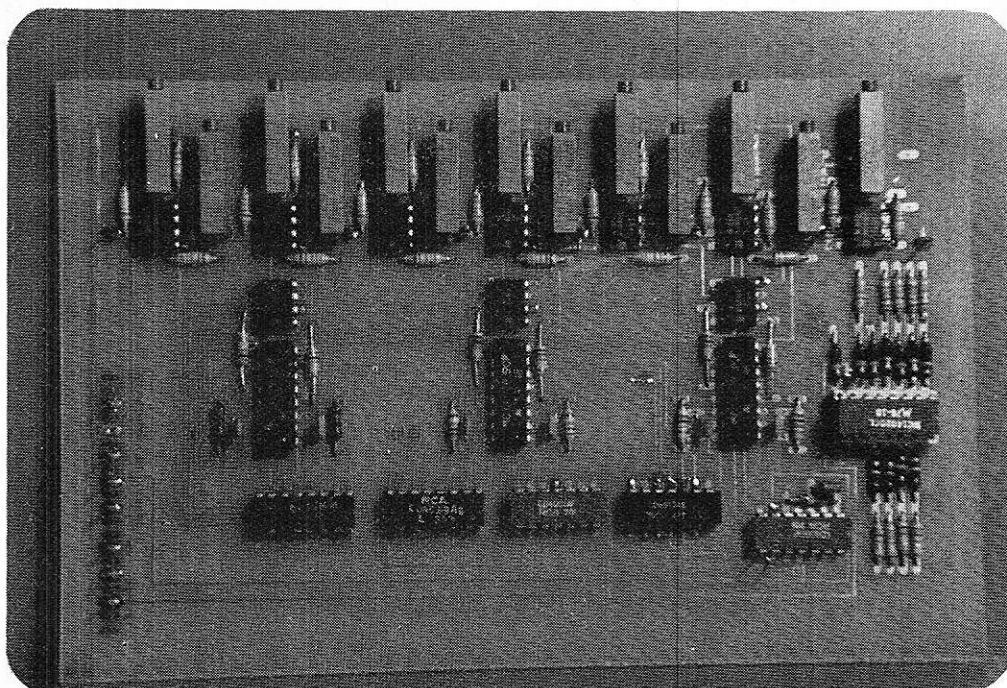


Photo 15 : photo de l'ensemble circuit n° 1 câblé complètement.

Nomenclature

Résistances

R1 10 k Ω
 R2 510 k Ω
 R4 47 k Ω
 R5 15 k Ω
 R6 à R11 4 fois 47 k Ω
 R12 à R17 10 k Ω
 R18 à R23 100 k Ω
 9 x « RL » 100 k Ω
 11 x « 2 R » 200 k Ω
 P1 - P3 - P5 1 M Ω
 P7 - P9 - P11 1 M Ω
 P13 1 M Ω
 P2 - P4 - P6 47 k Ω
 P8 - P10 - P12 47 k Ω

Condensateurs

C1 10 nF
 C2 à C7 1,5 nF
 C8 à C14 10 nF
 C8 à C14 (facultatifs)

Circuits intégrés

CI 1 à CI 10 MC 1458	CI16 CD 4029 BE
CI11 à CI 13 CD 4528 BE	CI17 CD 4051 BE
CI14 CD 4012 BE	CI18 CD 4001 BE
CI15 CD 4001 BE	CI19 CD 4020 BE

Si vous aimez bricoler

SYSTEMED

LA REVUE DES BRICOLEURS

est fait pour vous

SYSTEMED c'est chaque mois :

De nombreuses pages de bricolage dans tous les domaines
 s'adressant à tous les bricoleurs
 Une rubrique de jardinage.

Des pages en couleur destinées aux Femmes pour leur intérieur

Un concours permanent de réalisations
avec 60 prix d'un montant de 10 000 F

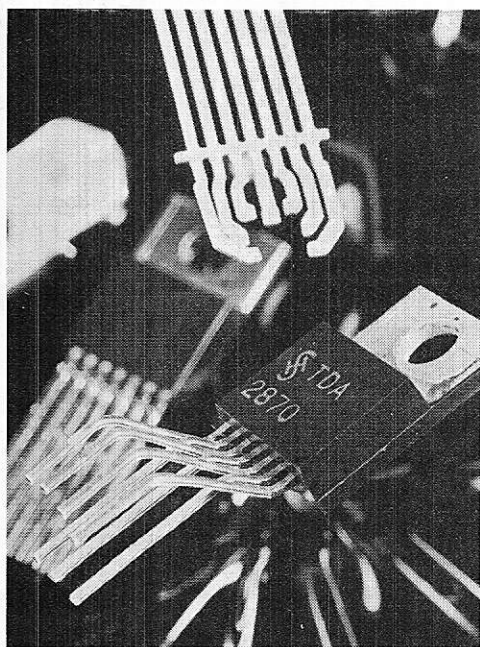
**BON POUR UN
 SPÉCIMEN GRATUIT**

à renvoyer à **Système D - 2 à 12, rue de Bellevue - 75019 Paris**

Nom Prénoms
 Adresse Code postal

L' utilisation de circuits intégrés dans les amplificateurs de puissance permet de réduire à la fois l'encombrement et la complexité des montages sans renoncer pour autant aux performances. Le TDA 3000, cousin germain du TDA 2870

utilisé dans les applications auto-radio permet de délivrer 12 à 15 watts à un haut-parleur d'impédance comprise entre 4 et 8 Ω . La tension d'alimentation de 24 volts est classique pour cette gamme de puissances.



Amplificateur de puissance miniature

1) LE SCHÉMA DE PRINCIPE :

Le schéma de la figure 1 montre la simplicité du montage qui, outre les condensateurs habituels de couplage et de découplage, ne comporte qu'un pont de résistances destiné à fixer la sensibilité d'entrée par l'intermédiaire d'une contre-réaction en alternatif. Cela signifie que les valeurs choisies (820 Ω et 27 Ω) pourront si nécessaire être adaptées à tout besoin particulier.

Deux points doivent être notés :

— il est nécessaire d'isoler en continu la broche d'entrée du circuit intégré par rapport au potentiomètre de volume. Le condensateur nécessaire faisant généralement partie du préampli ou du récepteur radio situé en amont, nous ne l'avons pas prévu sur notre module. On vérifiera donc la présence de cet élément indispensable quitte à l'ajouter s'il n'est pas prévu d'origine sur la source de modulation ;

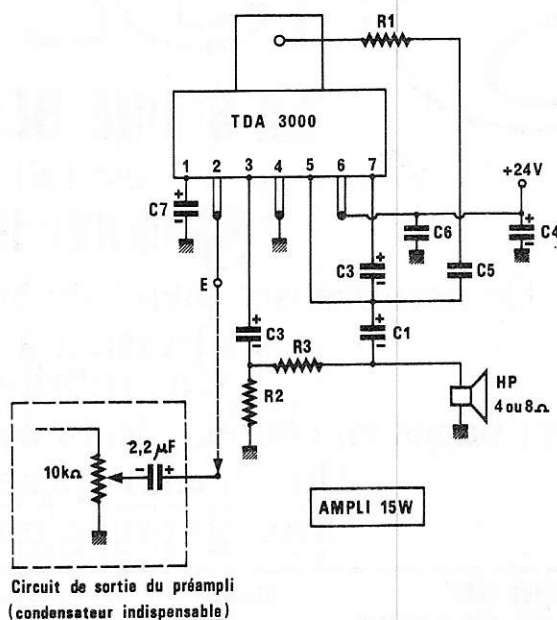


Figure 1 : Schéma de principe.

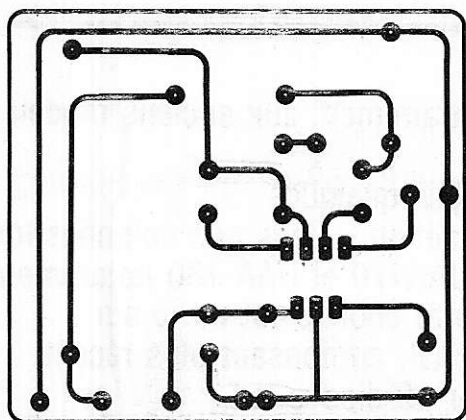


Figure 2 :

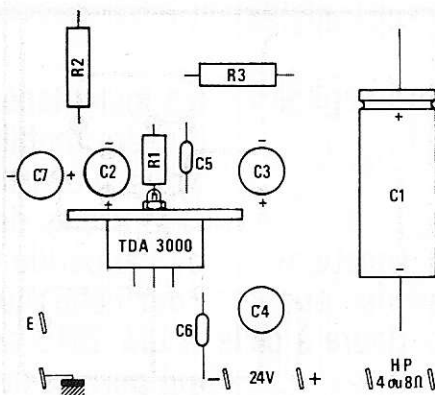
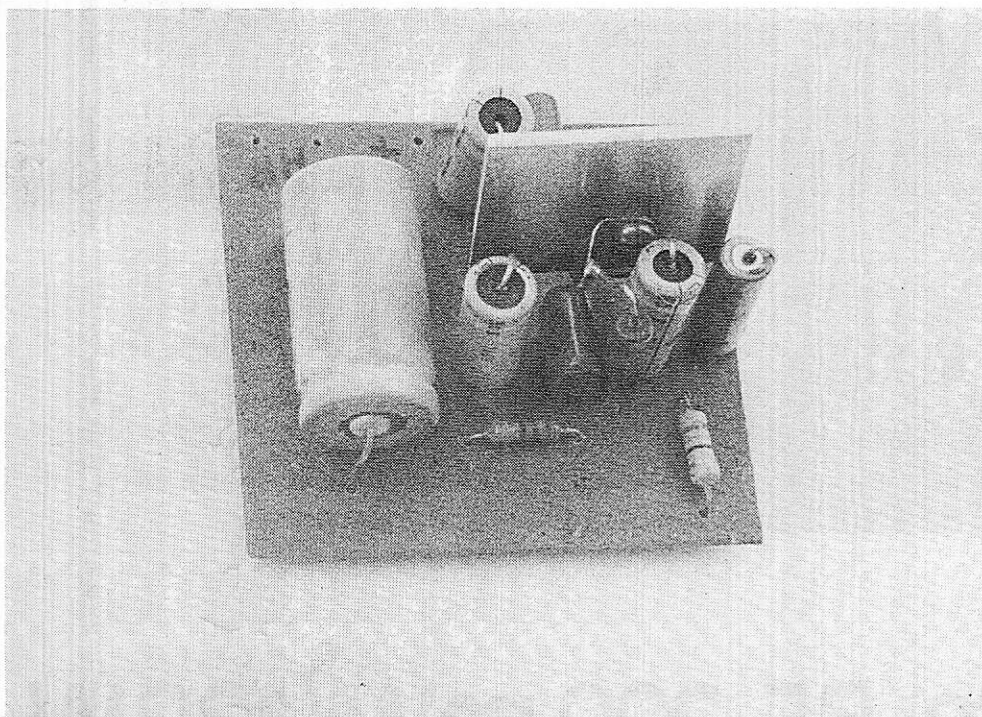


Figure 3 :



— la résistance de $1\ \Omega$ du circuit anti-oscillation doit rejoindre la masse uniquement par l'ailette de refroidissement du circuit intégré, c'est-à-dire à travers celui-ci. Le radiateur équipant ce composant ne doit donc pas être relié à la masse par une quelconque autre connexion.

II) RÉALISATION PRATIQUE :

Le circuit imprimé de la **figure 2** a été dessiné en vue de permettre d'attribuer à cet ampli le qualificatif « miniature ». Ceci ne doit pas faire oublier que le refroidisseur doit être dimensionné en rapport avec la puissance de sortie. Pour les essais, une simple petite ailette en aluminium peut suffire, car elle permet quand même au montage de délivrer une puissance importante de façon intermittente.

Un échauffement excessif ne peut toutefois détruire le circuit intégré, qui dispose de protections incorporées contre l'emballement thermique et les courts-circuits en sortie.

Lors du câblage, réalisé selon la **figure 3**, on se souviendra que les condensateurs sont montés verticalement. On choisira donc de préférence des modèles à sorties radiales, mais si l'on ne dispose que de sorties axiales, on enfilera un gainage plastique sur la connexion repliée de façon à éviter tout risque de contact avec le refroidisseur voisin.

La résistance de $1\ \Omega$ sera également implantée en position verticale et raccordée au refroidisseur par une cosse à souder.

On ne tentera aucun essai avant d'avoir raccordé le potentiomètre de volume ($10\ \text{k}\Omega$) et son condensateur d'isolement.

III) CONCLUSION :

Tout à fait capable, malgré ses très petites dimensions, de fournir une écoute de qualité, cet ampli trouve sa place dans les chaînes Hi-Fi de moyenne importance, les électrophones et les récepteurs radio-TV d'appartement. Associé à une petite alimentation $24\ \text{V}\ 1\ \text{A}$, il peut être monté à l'intérieur même d'enceintes acoustiques, solution rendant d'appréciables services lors de la mise en œuvre de sonorisations provisoires de haute qualité.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances 5 % $1/2\ \text{W}$

R1	$1\ \Omega$
R2	$27\ \Omega$
R3	$820\ \Omega$

Condensateurs

C1	$1000\ \mu\text{F}\ 25\ \text{V}$
C2	$100\ \mu\text{F}\ 25\ \text{V}$
C3	$100\ \mu\text{F}\ 25\ \text{V}$
C4	$100\ \mu\text{F}\ 25\ \text{V}$
C5	$0,1\ \mu\text{F}\ 250\ \text{V}$
C6	$0,1\ \mu\text{F}\ 250\ \text{V}$
C7	$100\ \mu\text{F}\ 25\ \text{V}$

Circuits intégrés

TDA 3000

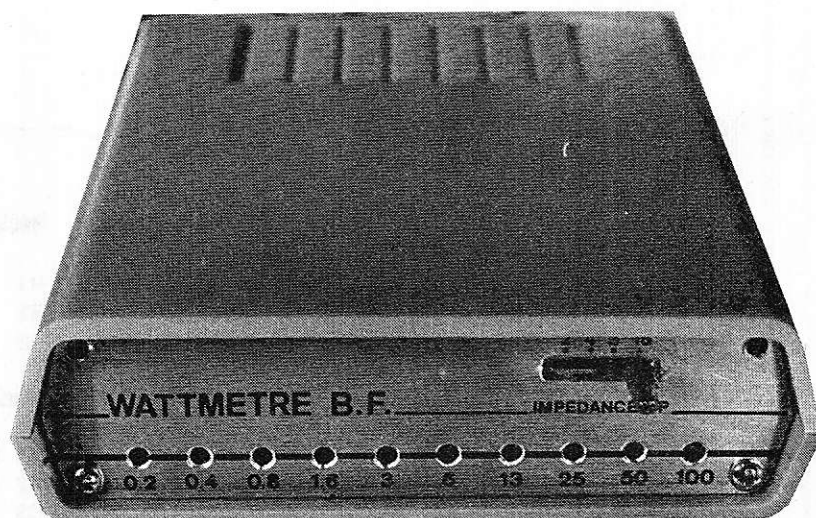
Divers

1	HP $8\ \Omega$
1	radiateur
1	cosse à souder

Le wattmètre est un appareil que l'on néglige souvent dans une chaîne Hi-Fi, il peut pourtant donner des indications utiles sur le signal en sortie d'un amplificateur et ces informations peuvent devenir précieuses si la puissance que peut fournir cet amplificateur est supérieure à celle admissible par l'enceinte acoustique. Le wattmètre à diodes led est précis et sa réponse

est instantanée, contrairement aux anciens modèles à cadre mobile.

Nous avons déjà publié quelques « contrôles de modulation » dans nos colonnes lors de l'apparition des UAA170 et UAA 180 notamment. Pour cette étude, notre choix s'est porté sur le LM 3915 de National, composant plus récent qui permet de piloter 10 diodes led, soit en ruban lumineux, soit en point lumineux.



Wattmètre BF 200 mW/100 W

LE LM 3915, CIRCUIT INTEGRE MONOLITHIQUE

Le LM 3915 est encapsulé dans un boîtier Dual in Line à 18 broches comme l'indique la figure 1. Son utilisation est fort simple et ne demande que très peu de composants externes.

Les sorties, broches 1 et 18 à 10, permettent une implantation directe des diodes led.

Le LM 3915 fonctionne avec une seule tension d'alimentation comprise entre 3 et 25 volts.

Le courant de sortie est programmable entre 1 mA et 30 mA.

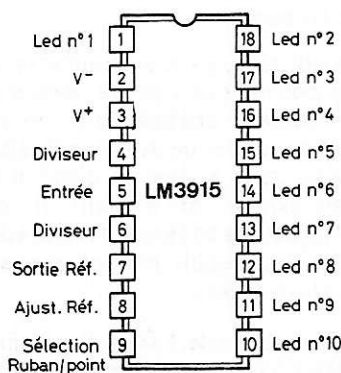


Figure 1

Le passage d'une diode led à la suivante se fait par bond de 3 dB.

L'utilisateur peut en intervenant sur la broche 9, obtenir un fonctionnement des led en ruban lumineux ou en point lumineux, suivant que celle-ci reste en l'air ou est reliée au + de l'alimentation.

Sa structure interne simplifiée fait l'objet de la figure 2. Le signal est appliqué à la broche 5, à l'entrée non inverseuse d'un Buffer, ce qui permet d'obtenir une impédance d'entrée élevée, une admissibilité pouvant atteindre 12 V et une protection contre les surcharges.

La sortie du Buffer est reliée aux entrées inverseuses de 10 comparateurs, chaque comparateur étant polarisé à un niveau différent par un réseau de résistances de précision, accessible entre les broches 4 et 6.

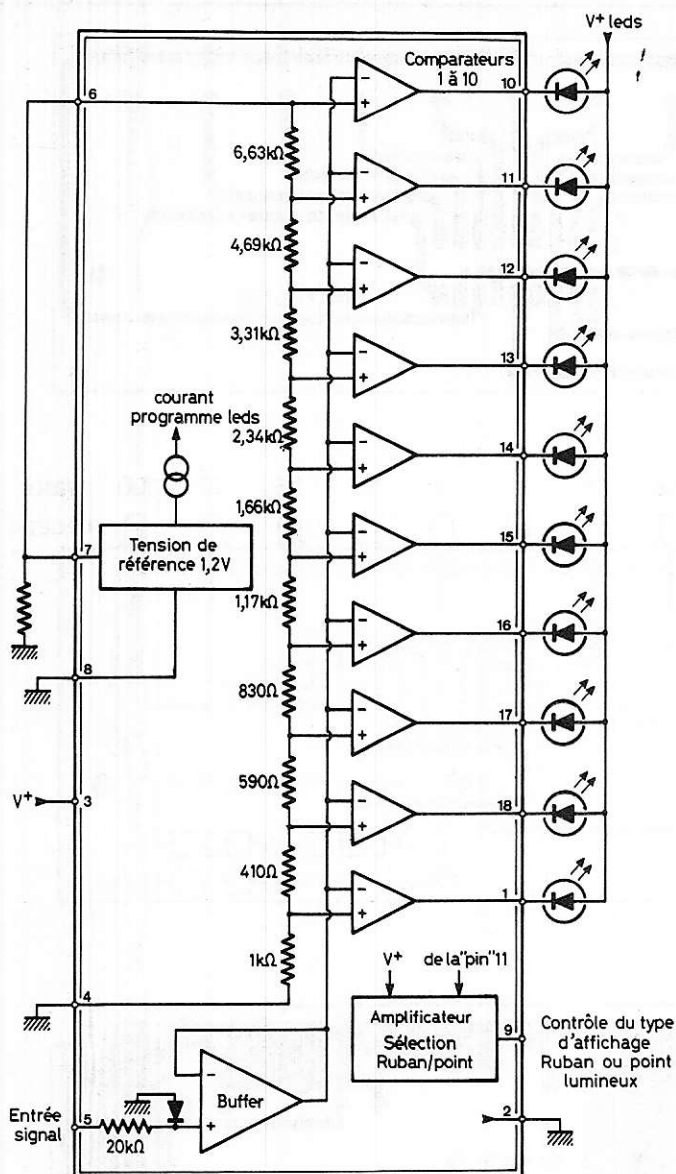


Figure 2

Le LM 3915 dispose également d'une tension de référence de 1,2 volt disponible entre les broches 7 et 8.

Chaque comparateur pilote bien entendu une diode led, les anodes de ces composants étant reliées au + de l'alimentation.

UTILISATION DU LM 3915 EN WATTMETRE

Une des nombreuses applications du LM 3915 est la réalisation d'un wattmètre, réalisation fort simple d'ailleurs comme l'indique le schéma de principe de la figure 3.

En plus des 10 diodes led de visualisation du signal, seulement 4 résistances et 1 condensateur sont nécessaires, si l'on ne

tient pas compte des résistances supplémentaires du sélecteur d'impédance du HP.

Les led permettent une visualisation de 200 mW à 100 Watts, en 10 étages.

Le commutateur S1 sélectionne l'impédance du haut-parleur, impédance pouvant être comprise entre 2 Ω et 16 Ω.

La modulation est appliquée à un diviseur de tension (R5/R3 dans le cas d'une impédance $Z = 4 \Omega$) et elle est transmise à la broche 5 du LM 3915.

Le commutateur S2 permet de passer d'une visualisation en point lumineux à celle en ruban lumineux.

La tension de référence est ajustable, elle fournit une tension nominale de 1,25 V entre les broches 7 et 8, donc aux bornes de R1-390 Ω.

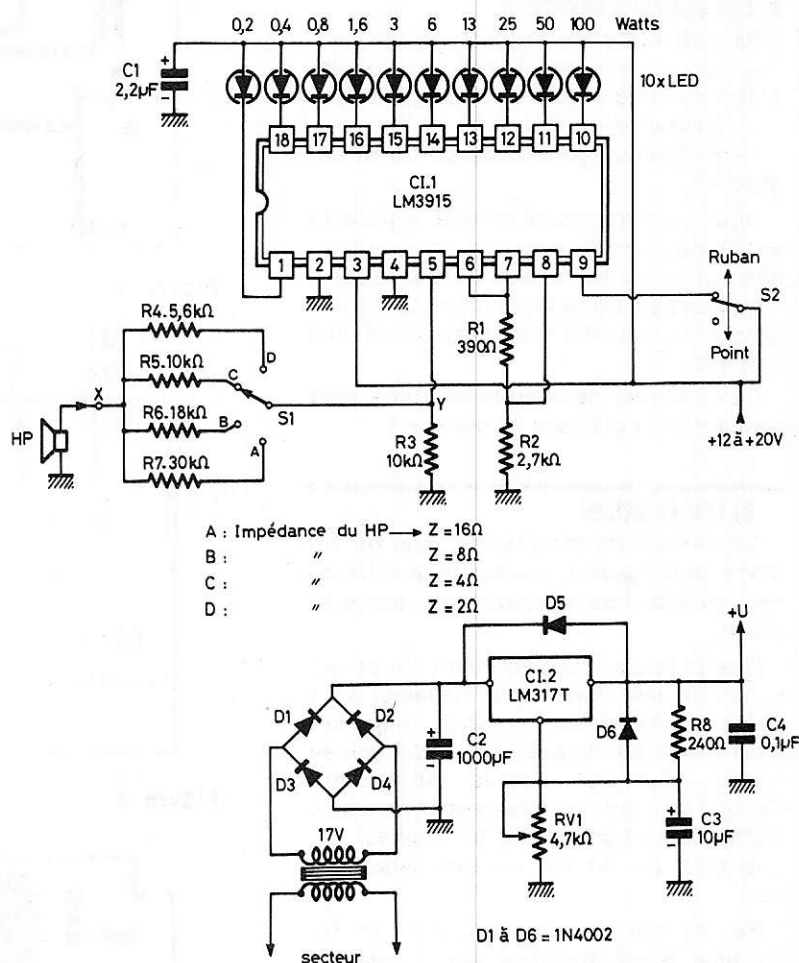


Figure 3

La tension de sortie qui est celle mesurable entre la broche 7 et la masse, se déduit de la relation :

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 \times 80 \mu A$$

Les broches 6 et 7 étant réunies, cette tension V_{OUT} est celle appliquée au réseau de résistances des comparateurs.

La tension d'alimentation est fournie en sortie du régulateur LM 317 T et elle est appliquée à la broche 3. Nous l'avons fixée à + 18 volts sur le prototype en ajustant RV1-4,7 kΩ.

Le condensateur C4-0,1 μF est facultatif et peut être supprimé si l'alimentation n'oscille pas.

La diode D5 sert de protection contre les courts-circuits à l'entrée de l'alimentation, tandis que D6 opère en cas de court-circuit en sortie.

REALISATION DU WATTMETRE 200 mW / 100 W

A) LES CIRCUITS IMPRIMES

Ils sont au nombre de 3 :

- Commande des diodes led, implantation du circuit proposé à la **figure 4** ;
- Alimentation, **figure 5** ;
- Sélecteur de l'impédance du HP, **figure 6**.

Nous avons volontairement séparé le circuit de commande du circuit sélecteur, afin que le lecteur puisse utiliser le commutateur qu'il a à sa disposition, qu'il soit à glissière (ce qui est notre cas), rotatif ou à touches.

Ces 3 études de circuits imprimés sont bien entendu publiées à l'échelle 1.

B) LES MODULES

Le module de commande, plan de câblage de la **figure 7**, n'autorise aucune erreur vu le peu de composants à mettre en place.

Une précision tout de même en ce qui concerne les diodes led. Celles-ci sont fixées à cheval sur le circuit imprimé, c'est-à-dire que la patte de la cathode se trouve côté composants tandis que l'anode se soude directement côté cuivre. Cette disposition permet un meilleur alignement des diodes électroluminescentes.

Se reporter à la nomenclature en fin d'article, pour connaître la valeur nominale des éléments.

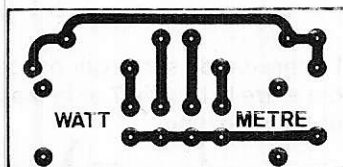


Figure 8

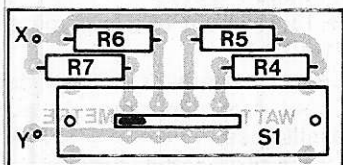


Figure 9

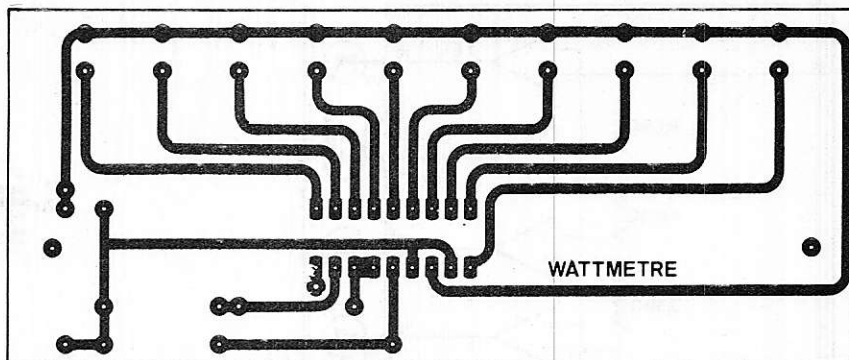


Figure 4

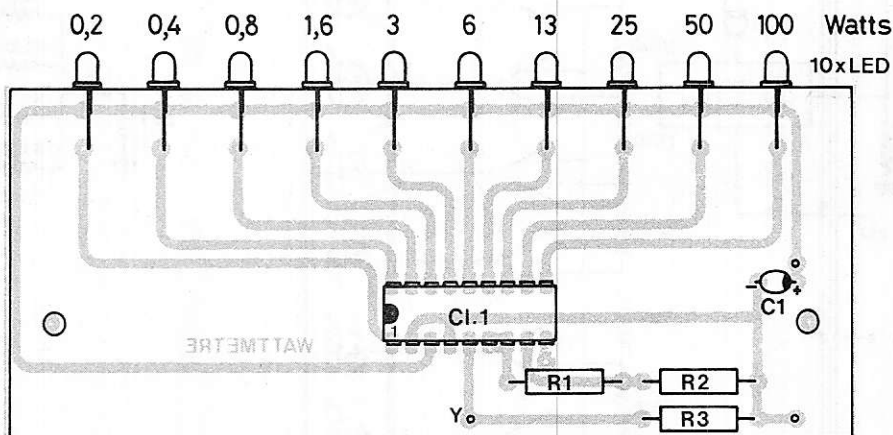


Figure 5

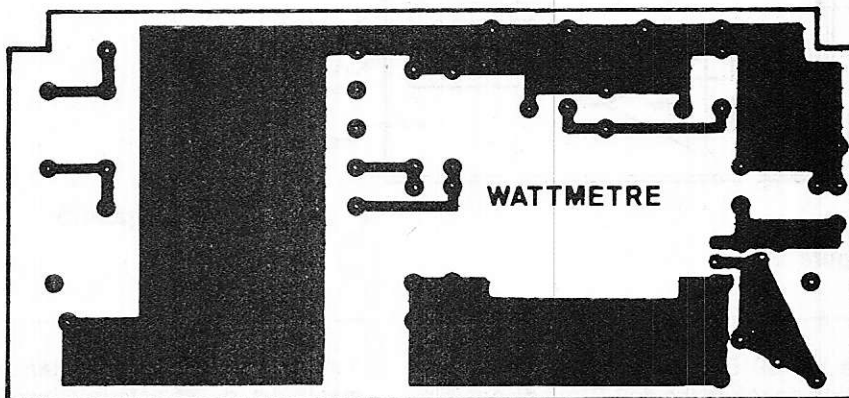


Figure 6

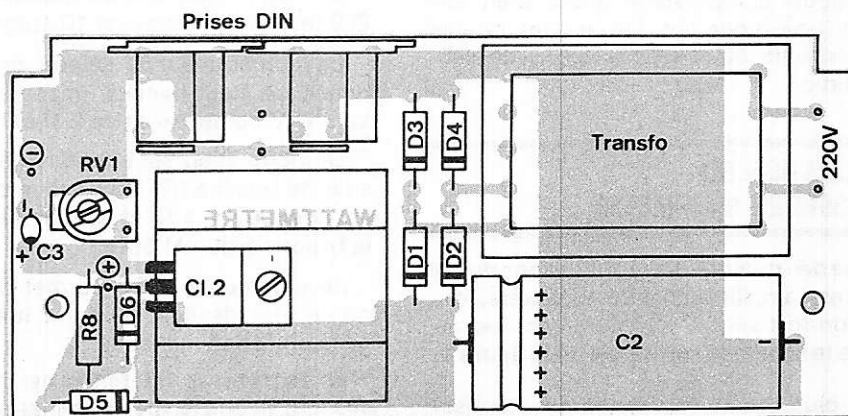
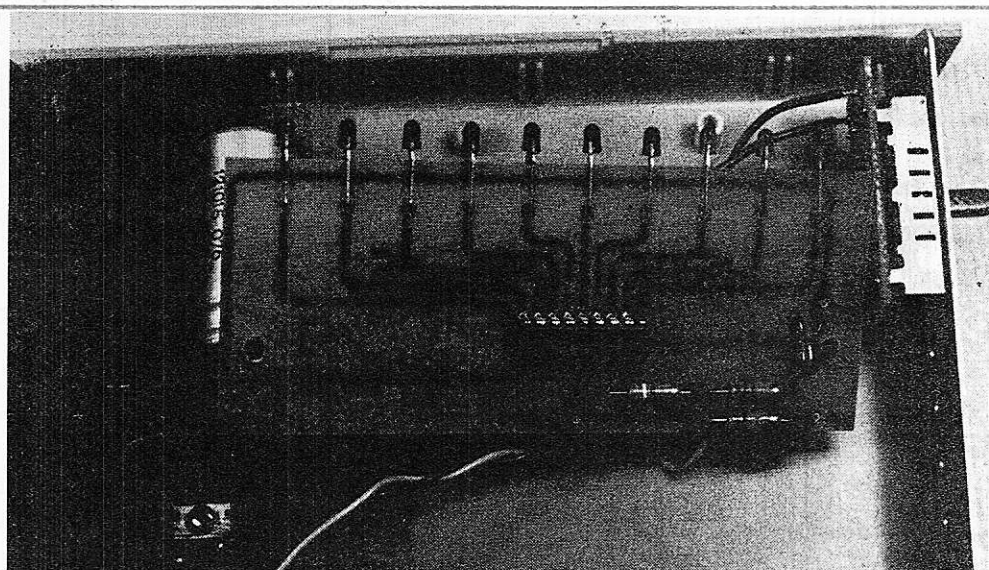
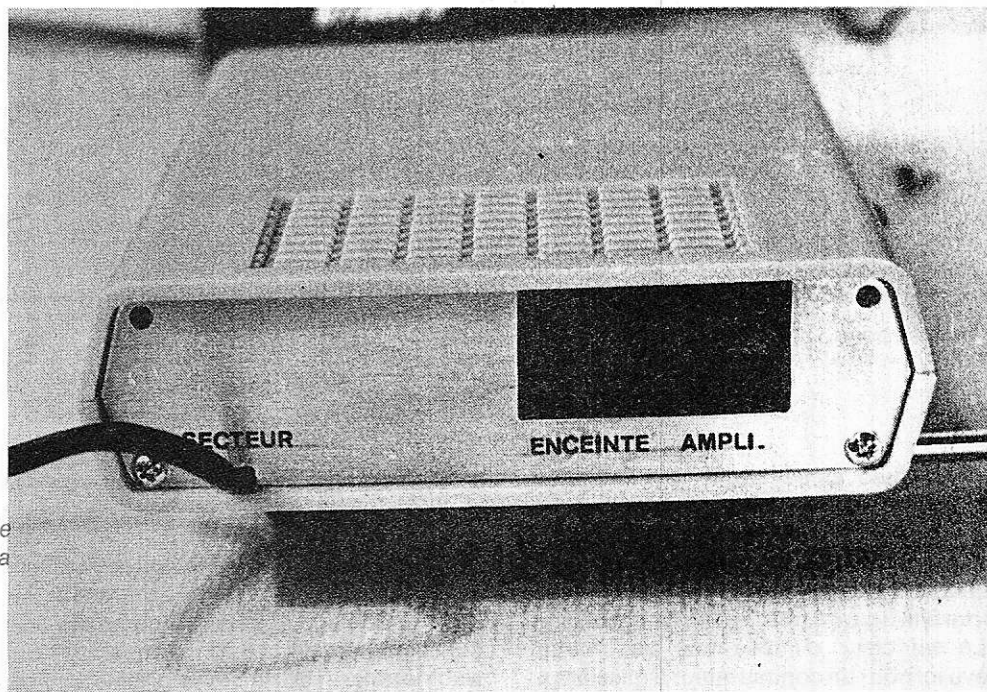
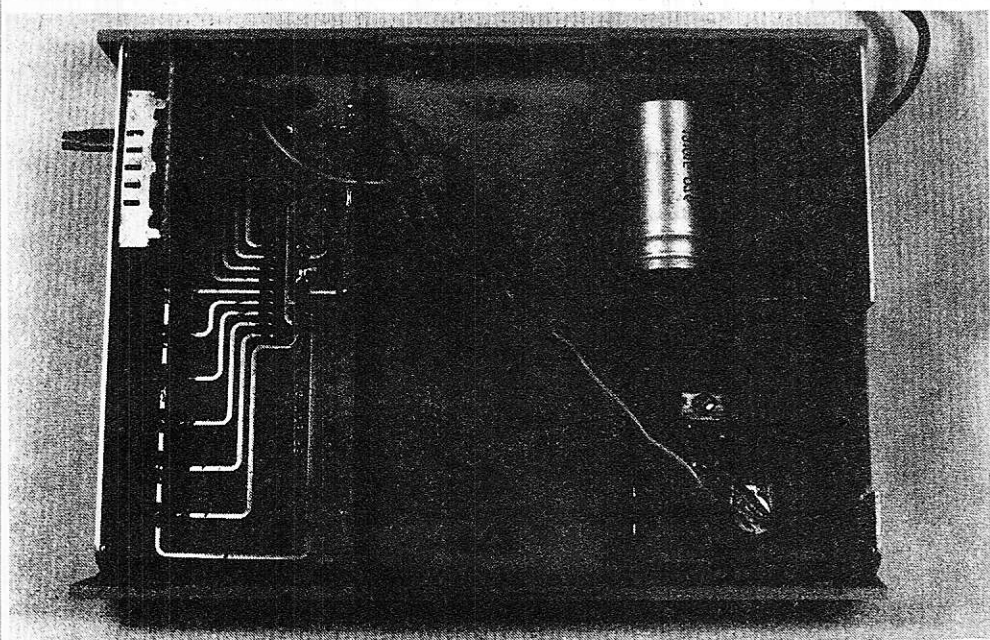


Figure 7



— Le module affichage sur lequel les diodes LED sont montées à cheval.

— La carte alimentation : le transformateur de faible hauteur permet de monter l'appareil dans un coffret Teko ultra plat.



— La face arrière est découpée en partie pour le passage des prises HP fixées sur la carte alimentation.

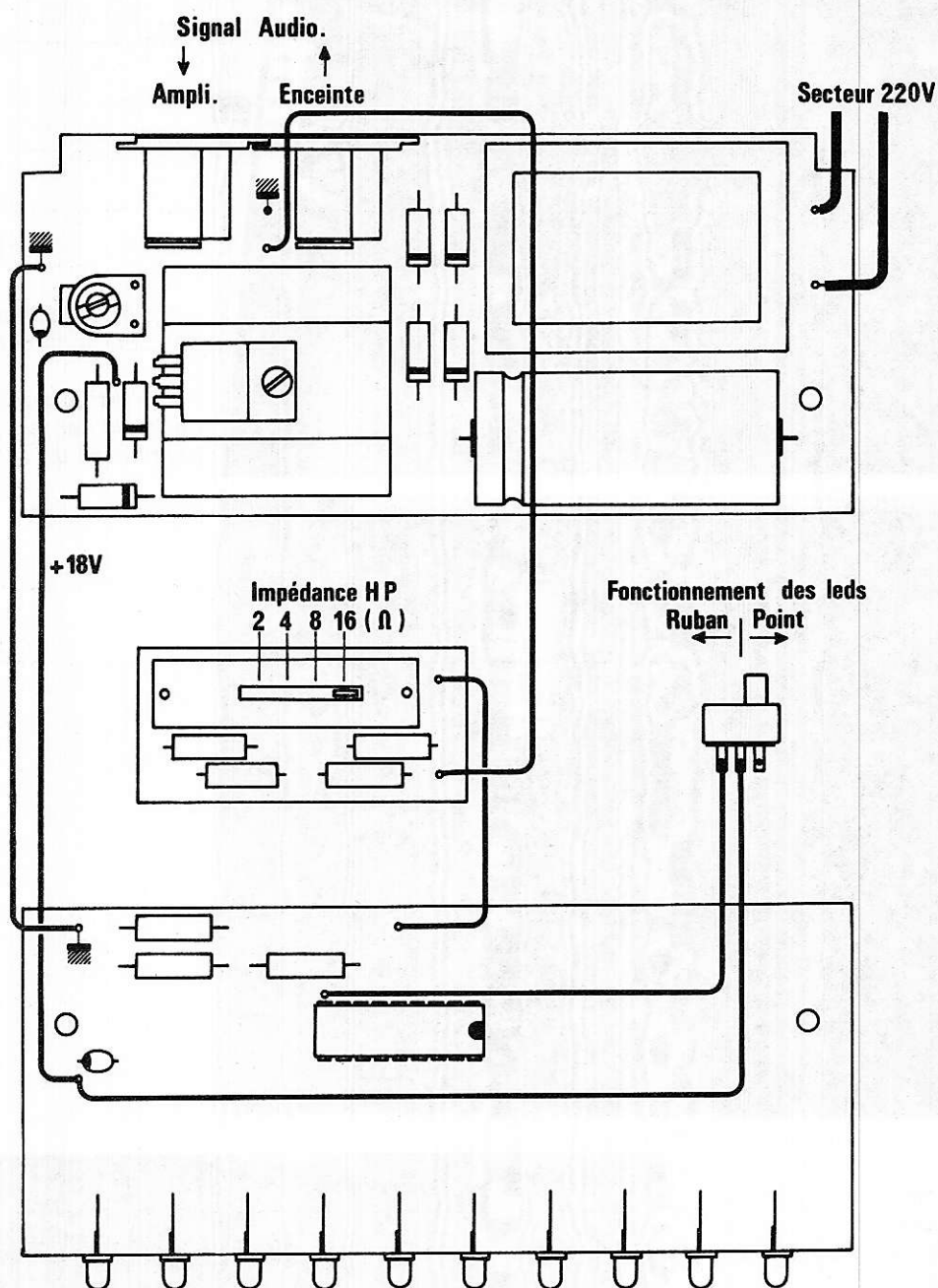


Figure 10

Le module alimentation reçoit également peu de pièces. En plus de la régulation, nous y trouvons deux prises DIN/HP destinées aux interconnexions entre l'amplificateur et l'enceinte acoustique. Se reporter à la **figure 8** pour exécuter ce travail.

Le sélecteur d'impédance de charge prévu ici pour un commutateur à glissière a son plan de câblage publié à la **figure 9**.

C) INTERCONNEXIONS DES MODULES

Ce travail est dessiné à la **figure 10**, quelques fils relient les modules entre eux, ce plan de câblage général ne nécessite aucun commentaire, le fonctionnement du wattmètre est assuré dès la première mise sous tension.

A propos de mise sous tension, **avant d'appliquer** celle-ci au module de commande, ajuster le potentiel + 18 volts avec RV1-4,7 k Ω .

D) LA MISE EN COFFRET

L'habillage d'une maquette est toujours le point le plus délicat pour un amateur, il

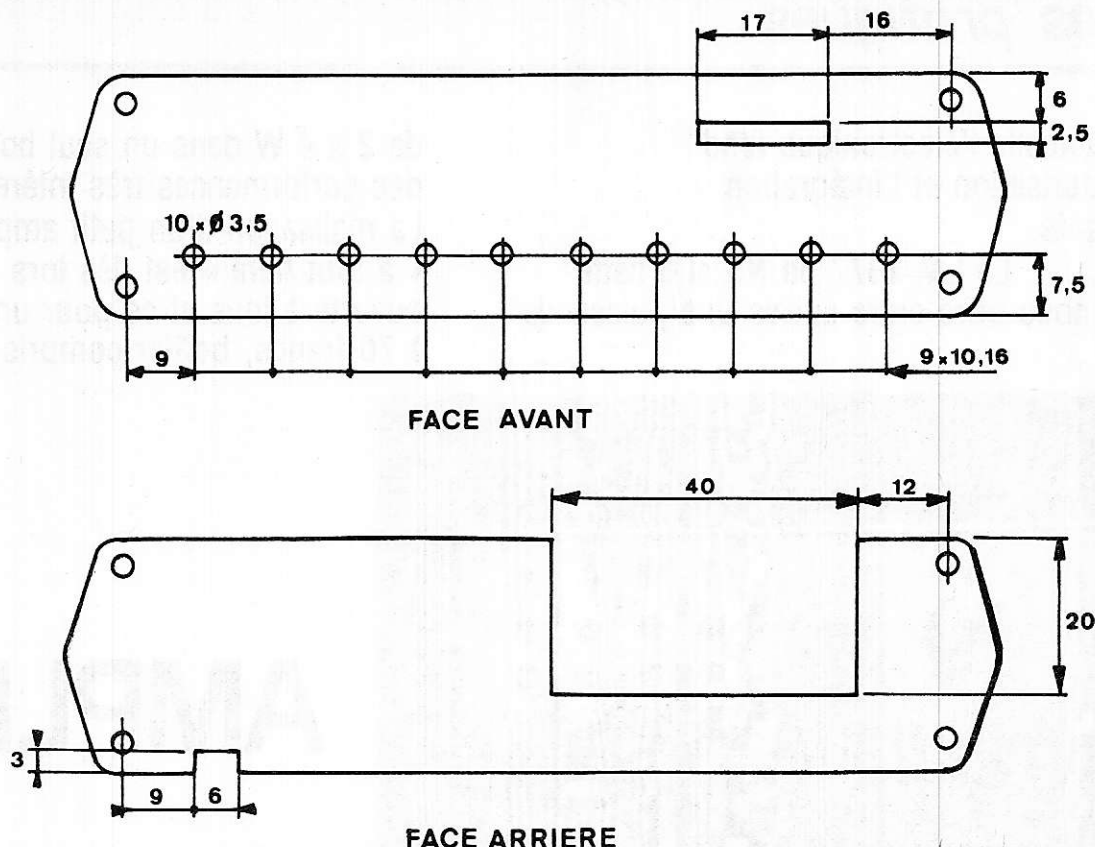


Figure 11

faut jouer de la lime et de la perceuse avec précision.

Notre wattmètre, nous l'avons étudié en fonction d'un coffret Teko-KL1. Le travail des faces avant et arrière est indiqué à la figure 11.

— La face avant demande un peu de précision, mais comme il s'agit d'aluminium de 10/10, la matière ne résiste pas au foret et à la lime.

La précision demandée réside dans le perçage des dix trous à $\varnothing 3,5$ mm, ces trous sont espacés chacun de 10,16 mm (2 fois le pas de 5,08). La cotation de la hauteur est également importante, bien respecter les 7,5 mm.

La fenêtre de 17 x 2,5 demande beaucoup moins de précision.

— La face arrière est moins délicate à réaliser, une découpe de 40 x 20 et une autre de 3 x 6 pour le passage du cordon secteur.

La fixation des modules (commande et alimentation) se fait au moyen des entretoises au fond du coffret. Attention, le module de commande est fixé à l'envers, piste cuivrée vers le haut. Cette disposition permet une lecture normale des diodes led, de la gauche vers la droite et de 200 mW à 100 watts.

Précisons également que nous n'avons pas prévu sur le prototype le commutateur Ruban/Point, le wattmètre fonctionne

donc en visualisation par point lumineux.

Le sélecteur d'impédance HP est collé contre la face avant, ce qui supprime 2 vis et améliore ainsi l'esthétique du montage.

A propos d'esthétique, la décoration des faces avant et arrière est confiée à des transferts, ce qui permet d'obtenir une maquette assez réussie avec les faibles moyens du bricoleur.

Nous ne voyons plus rien à ajouter pour ce montage qui est finalement simple et souhaitons bon courage aux lecteurs intéressés par ce wattmètre.

D.B.

E) NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances à couche $\pm 5\%$ 1/2 W

R1 - 390 Ω
R2 - 2,7 k Ω
R3 - 10 k Ω
R4 - 5,6 k Ω
R5 - 10 k Ω
R6 - 18 k Ω
R7 - 30 k Ω
R8 - 240 Ω

* Condensateurs

C1 - 2,2 μ F tantale goutte
C2 - 1000 μ F 40 V
C3 - 10 μ F tantale goutte
C4 - 0,1 μ F /63 V (facultatif)

* Semiconducteurs

D1 - D2 - D3 - D4 - D5 - D6 - 1N4002
CI1 - LM 3915
CI2 - LM317 T
10 led $\varnothing 3,2$ mm

* Divers

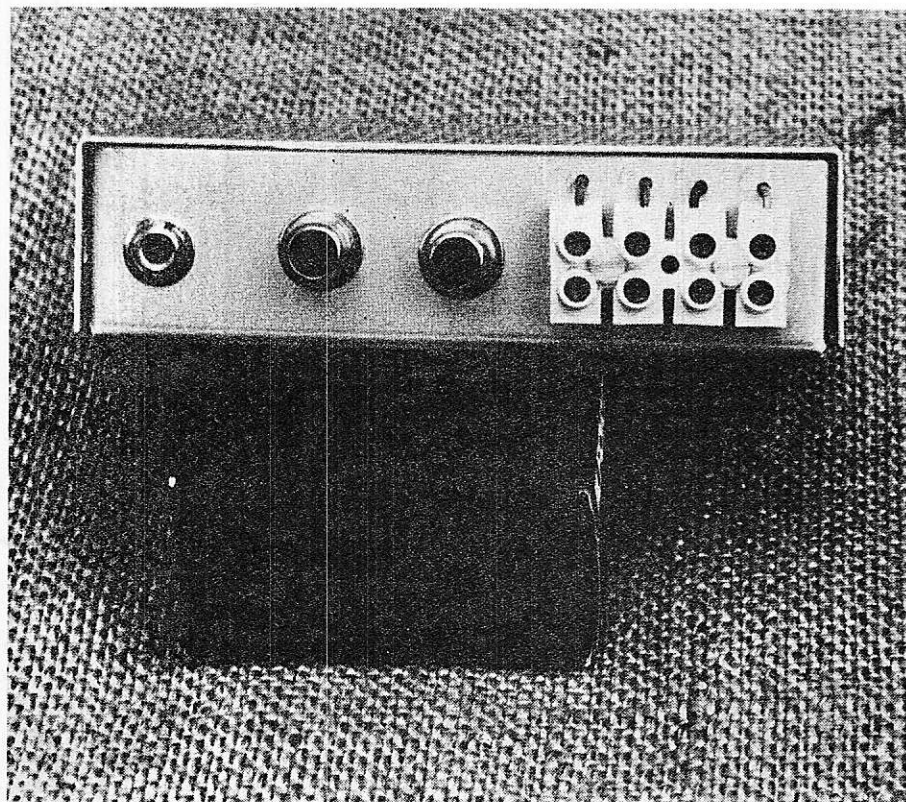
— Dissipateur pour régulateur CM317T
— RV1 : ajustable VA05H de 4,7 k Ω
— 2 prises DIN/HP pour circuit imprimé
— Transformateur EBERLE-BV 3494
— S1 : sélecteur 4 positions
— S2 : Inverseur miniature
— Coffret TEK0-KL1
— Cordon secteur
— Fil de câblage

A l'heure actuelle l'électronique tend vers la miniaturisation et l'intégration des composants.

Le LM 1877 de NS suit cette évolution. Il nous offre entre autres une puissance

de 2 x 4 W dans un seul boîtier avec des performances très intéressantes.

La réalisation d'un petit ampli « à tout faire » est dès lors ouverte à tous et ce pour un budget inférieur à 70 francs, boîtier compris.



AMPLI 2 x 4 W.

LES CARACTERISTIQUES :

Le brochage du CI est reproduit à la figure 1 :

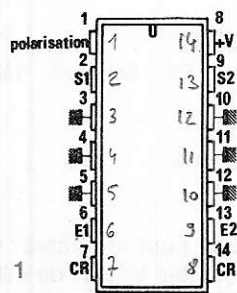


Figure 1

- alimentation maximale 35 V ;
- séparation des canaux à 1 kHz 75 dB ;
- distorsion à 2 W : 0,1 % sur 8 Ω ;
à 5 W : < 5 % sur 8 Ω ;
- temps de montée : 14 V/ms ;
- impédance d'entrée : 3 MΩ ;
- protection contre les surcharges.

LE SCHEMA GENERAL

Il est donné à la figure 2. le circuit exige peu de composants extérieurs : Deux condensateurs (C5 et C2) servent à

l'isolement en continu respectivement en entrée et sortie. Une cellule formée de R1, C7, R5 contre-réactionne l'ampli. Une autre avec R4 C3 le polarise. Le schéma et les valeurs sont identiques pour les 2 voies. L'alimentation est commune.

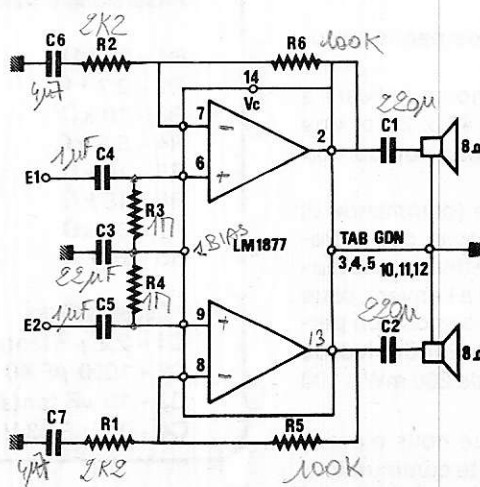


Figure 2

LA REALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé sera réalisé conformément à la **figure 3**. On prendra soin d'utiliser des pastilles pour le circuit intégré. La plaquette gravée et percée, on passera au câblage suivant la **figure 4**. Le CI sera monté sur support. Les résistances seront implantées avant les condensateurs (attention aux polarités pour ceux-ci). Le montage prend place dans un coffret Teko en métal (blindage). On s'inspira de la photo pour le perçage et le positionnement des prises. Plutôt que des vis apparentes, deux points d'araldite fixeront le circuit imprimé. Les connexions par domino se sont révélées le plus pratique à l'usage pour les sorties, H.P. Les traditionnelles R.C.A. serviront en entrées. L'alimentation est confiée à un jack 35 mm.

Après une rapide vérification des soudures, le montage sera mis sous tension. Aucun réglage n'est nécessaire.

CONCLUSION

Bien que la puissance semble modeste, ce petit ampli donne des résultats très intéressants avec des enceintes à haut rendement (attention aux voisins). Mais il est possible aussi de s'en servir comme ampli pour casque ou pour des systèmes d'intercommunication, ou bien encore « d'interface » entre un jeu lumière et une chaîne HIFI.

O. CHENGUELY

Figure 3

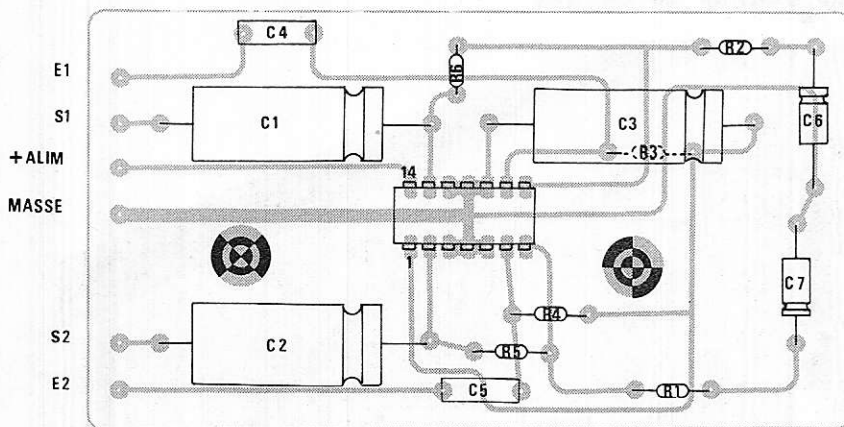
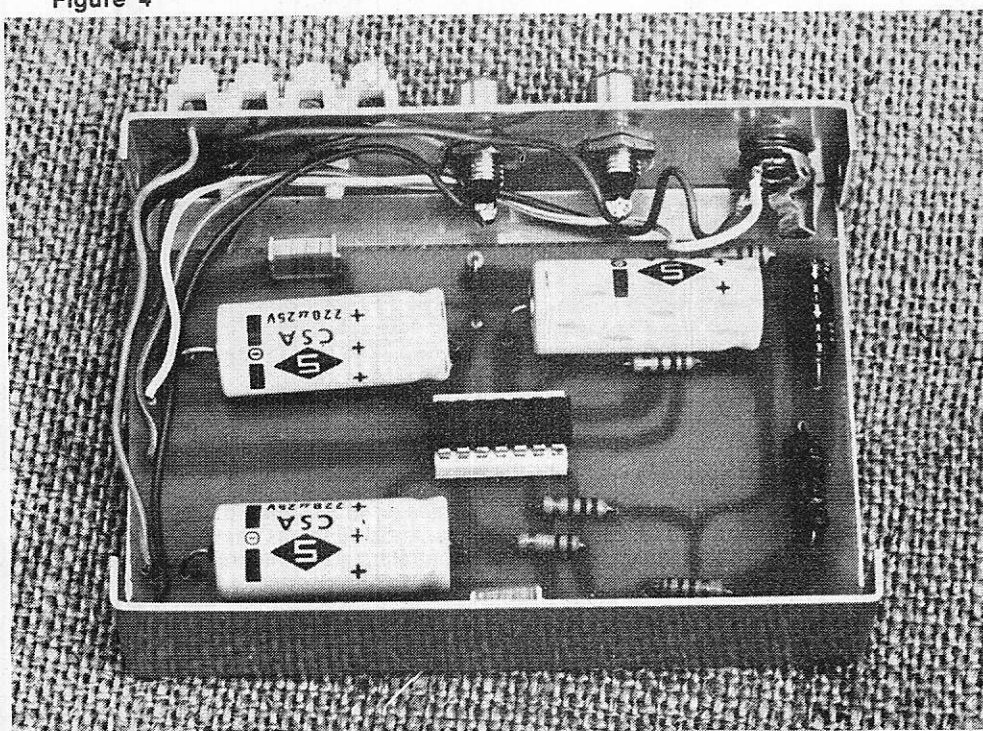


Figure 4



Nomenclature

Résistances

R₁ 2 kΩ
R₂ 2 kΩ
R₃ 1 MΩ
R₄ 1 MΩ
R₅ 100 kΩ
R₆ 100 kΩ

Condensateurs

C₁ 200 μF
C₂ 200 μF
C₃ 20 μF
C₄ 1 μF
C₅ 1 μF
C₆ 5 μF
C₇ 5 μF

Divers

2 prises RCA
1 jeu de dominos
1 fiche jack 3,5 mm
1 coffret Teko Metal
1 support de C.I.

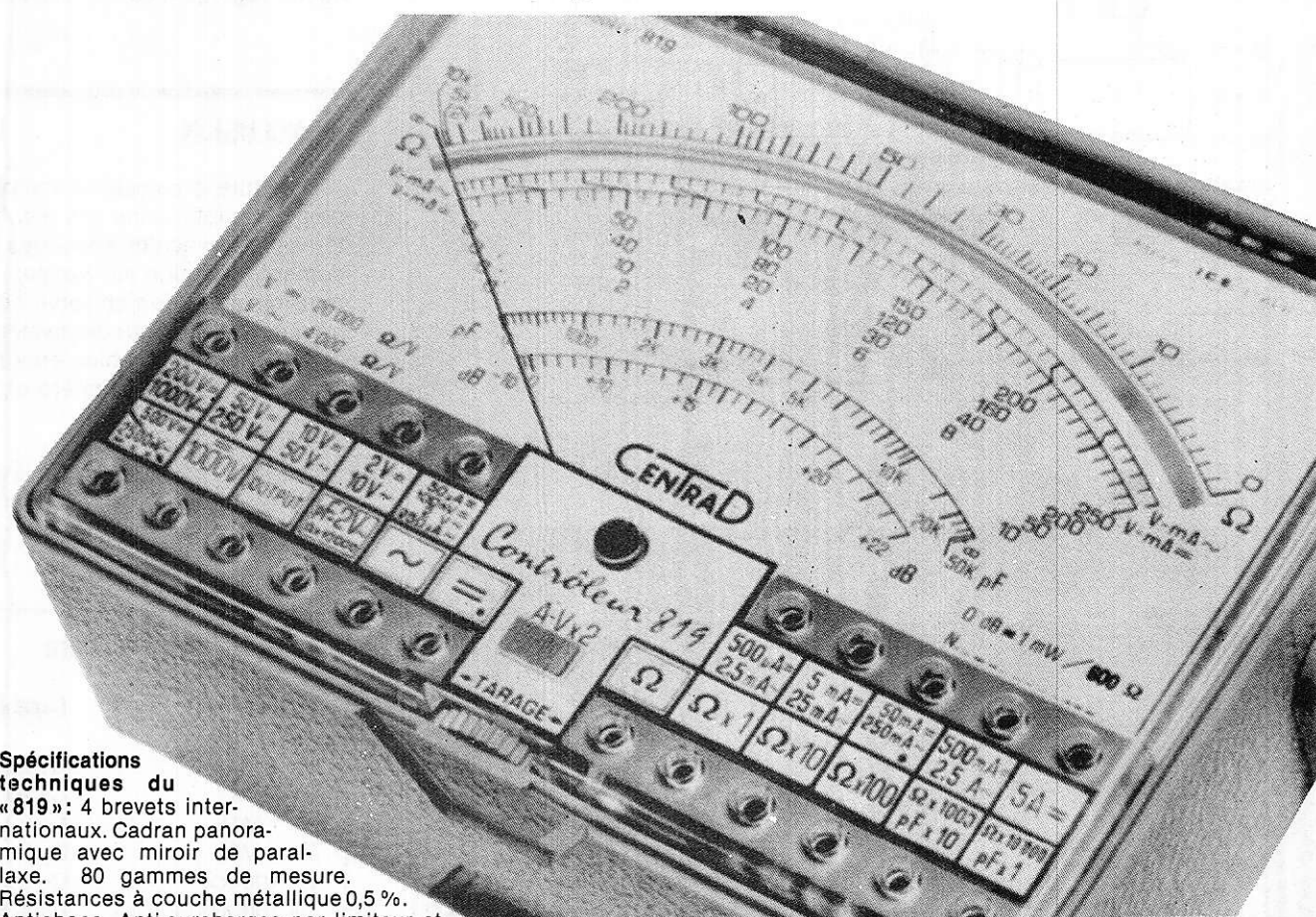
Circuit intégré

LM 1877

le "temps de montée" d'une aiguille

L'homme depuis toujours visualise le signe pour le comprendre...
Du doigt indicateur pointé vers l'objectif, de la flèche qui jalonne un itinéraire, nous est venue l'aiguille
qui reste le moyen le plus évident pour permettre l'enregistrement cérébral.
Ainsi le retour de nos montres quotidiennes au cadran classique équipé d'une aiguille pour mesurer le temps
tendrait à prouver peut-être que cette dernière est la mieux adaptée pour la lecture de certains phénomènes...
tels ceux qu'enregistre votre voltmètre !

LE 819 n°1 depuis 5 ans



Spécifications techniques du « 819 »:

4 brevets internationaux. Cadran panoramique avec miroir de parallaxe. 80 gammes de mesure. Résistances à couche métallique 0,5 %. Antichocs. Anti-surcharges par limiteur et fusible. Anti-magnétique. 20 000 Ω/V en continu. 4000 Ω/V en alternatif. Peut fonctionner avec le millivoltmètre 743. Classe 1 en continu. Classe 2 en alternatif.

Dans la même ligne le 310 et le 312

Le 310: le digne successeur du contrôleur 517 A. Cadran panoramique avec miroir de parallaxe 48 gammes de mesure. 20 000 Ω/V en continu. 4 000 Ω/V en alternatif. Résistances à couche métallique 0,5 %. Antichocs. Antisurcharges par limiteur et fusible rechargeable. Antimagnétique. Classe 2 en continu et alternatif. **Le 312:** le plus petit contrôleur sur le marché mondial. Cadran panoramique avec miroir de parallaxe. Echelle de 90 mm. 36 gammes de mesure. 20 000 Ω/V en continu. 4 000 Ω/V en alternatif.



CENTRAD

59 avenue des Romains 74000 ANNECY - FRANCE - Tél : (50) 57.29.86.
TELEX 30794 CENTRAD-ANNECY — C.C.P. LYON 891-14
BUREAU DE PARIS : 57, rue Condorcet - PARIS 9^e - Tél : 285.10.69.

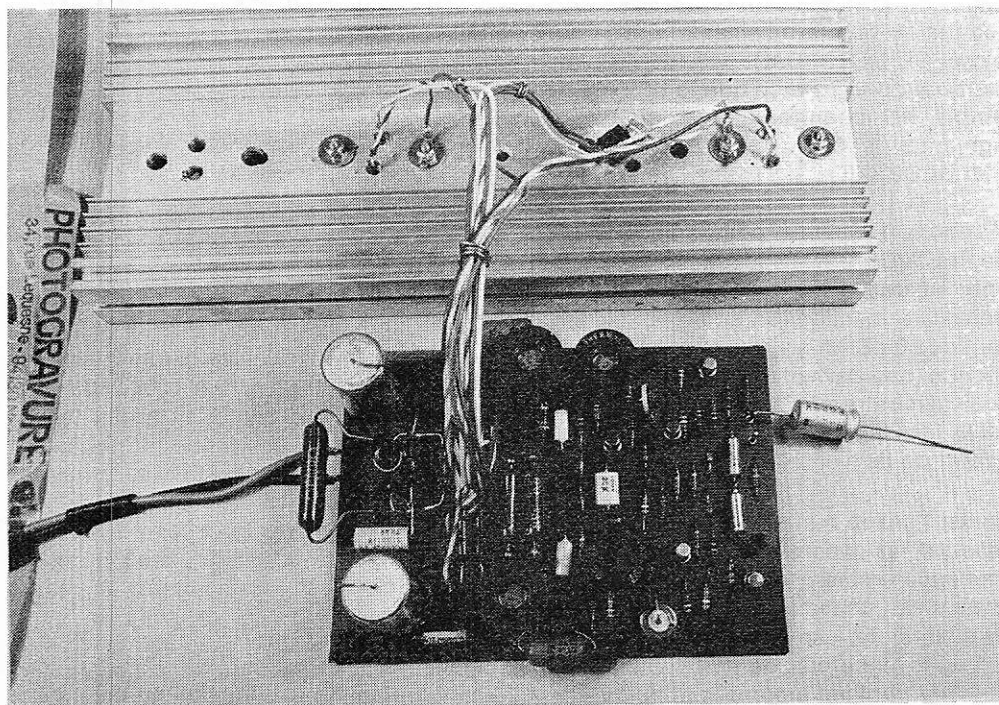
Montages pratiques

S'il est un domaine où le perfectionnisme sévit, c'est bien la Haute-fidélité. Aux quatre coins du monde, les passions se déchaînent en matière d'écoute et les chercheurs se multiplient. Pour le public, l'intérêt est le plus grand choix de matériel proposé, mais il va de pair avec une certaine confusion. Vous trouverez dans ce numéro deux amplis dont le design a été centré sur une meilleure musicalité, un 50 et un 75 W.

C'est presque à regret que nous donnons ces chiffres, car aux yeux (et oreilles) de l'auteur, ce n'est pas le fond du problème.

Une approche différente du sujet a été souhaitée, elle concerne la chasse aux distorsions qui semblent les plus tragiques pour l'impression d'écoute. Transcrire des notions aussi subjectives est assez délicat.

Ceci nous pousse à dissenter quelque peu avant de réaliser ces amplificateurs.



Amplificateur 50 watts haut de gamme

1) AVANT LA TECHNIQUE, UN PEU DE PHILOSOPHIE...

A) PRECAUTIONS DE DEPART

Il y a autant d'opinions sur le bon et le mauvais que d'êtres vivants.

Il y a fort peu d'ingénieurs ayant la même opinion sur une chaîne Hi-Fi « avancée », de même pour les mélomanes, et enfin si le concepteur n'est pas l'auditeur, il n'est pas sûr de tomber d'accord avec lui. Pour corser l'affaire, des motifs commerciaux interviennent qui peuvent prendre le pas sur une évidence artistique.

A propos de l'écoute elle-même, il y a bien des choses à dire. Devant une source sonore commune, notre oreille européenne ne perçoit pas la même chose qu'une oreille asiatique, par exemple. En dehors du fait que les conditions physiques (pression, température, altitude) du local interviennent, il y a le côté mécanique (forme, structure des matériaux, taux de réverbération).

Dans le processus de perception auditive entrent des composantes variées : courbe d'audition réelle du sujet, mais aussi le côté cérébral à notre avis très important. A un moment d'écoute donné, vous êtes disponible ou non, vous êtes émotif ou non, fatigué ou non. Nous ajouterons qu'il y a certainement un rôle important à accorder à la personnalité de l'auditeur. Nous pensons que les différences d'éducation musicale, mais aussi de niveau intellectuel, culturel et même moral interviennent de façon significative. Une troisième composante mérite d'être signalée qui est la perception corporelle. L'écoute en salle de concert ou devant une chaîne puissante crée des sensations physiques subtilement localisées suivant les fréquences, vous l'avez constaté.

C'est l'INTEGRATION de toutes ces données et le PLAISIR éprouvé au plan artistique et émotif qui formeront l'opinion de l'auditeur. Au plan du plaisir, et pardonnez-nous, mais il faut dire qu'il variera beaucoup suivant que l'on écoute le matin ou le soir, et suivant que l'on est à froid ou fatigué ou énervé, suivant l'état de santé, l'attention (stimuli physiques et psychiques). Ceci pour vous montrer que le débat NE PEUT PAS PRENDRE FIN. S'il est donc impossible de rallier tous les suffrages sur une chaîne donnée (c'est heureux !) il est par contre possible de soutenir une technique particulière qui, STATISTIQUEMENT, a montré qu'elle séduisait un grand nombre d'auditeurs de styles et d'âges diversifiés.

B) VERS UNE MEILLEURE IMPRESSION D'ECOUTE

Nous limiterons le débat aux amplificateurs transistorisés. Signalons tout de même que le tube a ses fanatiques, et que tel amplificateur présentant 10 % de distorsion harmonique a été jugé PLUS MUSICAL que tout modèle courant d'ampli à transistors. Les qualificatifs de CHALEUREUX et NUANCE ont été avancés. De toute évidence, les tests de laboratoire en prenaient un coup. Nous n'avons pas parlé des temps de montée, bande passante et facteur d'amortissement de cet ampli à lampes.

Du côté transistors, on assistait durant un temps, à la réduction de plus en plus flatteuse des taux de distorsions harmoniques, et parallèlement d'intermodulation « statique ». Curieusement, les fanatiques du tube riaient de plus belle, en objectant que ces recherches avaient un résultat commercial et non musical. Les chercheurs du côté transistors devaient bien reconnaître que la musicalité, quelle angoisse, SE DEGRADAIT de plus en plus. Pourquoi donc ? Parce que le schéma de l'ampli ne changeait pas, mais on augmentait le TAUX DE CONTRE-REACTION GLOBALE.

Prenons l'exemple d'un ampli « deux fois PLEIN DE WATTS efficaces » qui présenterait une distorsion de 0,01 % avec une contre-réaction (on dit en boucle fermée) de 80 dB. Si on enlève cette contre-réaction (cela devient une boucle ouverte), le calcul montre que la distorsion PASSE A 100 % ! On rappelle que 80 dB exprime un rapport de tensions de 10 000.

Ainsi l'oreille humaine avait « vu » plus juste que les appareils de laboratoire. On avait apparemment vaincu les distorsions « statiques » on découvrait du même coup des distorsions « en dynamique ». C'est là que nous parlerons de Matti Ojala. Qui est-il ? Un brillant ingénieur finlandais de 40 ans, surdoué, qui construisait son premier récepteur à lampes à l'âge de 7 ans, et son premier téléviseur à 15 ans. Voilà pour l'anecdote. Que fit-il ? Il fut le découvreur de diverses distorsions subtiles dont celle qui fit sa notoriété, la Distorsion d'Intermodulation Transitoire (D.I.T.).

Essayons de comprendre le phénomène. La D.I.T. est importante dans un amplificateur de puissance qui possède à la fois un très grand gain en boucle ouverte, et un taux élevé de contre-réaction globale. Bien qu'il soit possible de rendre stable un tel amplificateur, d'origine, sa stabilité relative est faible à cause de sa faible réserve de gain et de phase. Cette instabilité se traduit par un dépassement notable sur des fronts raides, lequel dépassement

s'amortit progressivement avant de s'estomper définitivement. Visuellement c'est comparable au graphe obtenu sur un ampli instable que charge un condensateur mylar en plus des 8 Ω . En signaux carrés, c'est l'angoisse, toutes les horizontales attendues sont en fait des sinusoïdes amorties plus ou moins vite.

Lorsque les capacités de corrections rencontrées dans le schéma et les composants réels réalisent une fonction d'intégration et retardent le signal, c'est une autre façon de s'en apercevoir. Retenez que le front initial d'un transitoire est toujours amplifié avec LE GAIN DE BOUCLE OUVERTE AVANT que la contre-réaction n'intervienne. On relève donc de grandes amplitudes transitoires pouvant conduire aux fortes puissances à l'ECRÊTAGE. Si d'AUTRES signaux s'intermodulaient avec le transitoire (il suffit qu'ils aient été présents en même temps dans la musique), ils DISPARAÎTRONT pendant la période d'écrtage. Ceci produit une forte D.I.T.

C) COMMENT LUTTER CONTRE LA D.I.T. ?

— D'abord il nous fait réaliser un amplificateur de GAIN MODERE EN BOUCLE OUVERTE. Parce qu'il faut obtenir un gain en tension correct pour passer d'un préamplificateur à une enceinte, on devra peut-être ajouter des transistors à un amplificateur. En effet, le cahier des charges prévoit un gain dynamique réduit, étage par étage. On devra donc rendre le fonctionnement TRES LINEAIRE sur chaque étage, et stabiliser son gain par des contre-réactions LOCALES. Pour les puissances qui nous intéressent aujourd'hui, il sera possible de conserver un nombre limité de transistors.

— Ensuite il nous faudra nous contenter d'un taux de contre-réaction globale FAIBLE. Ceci ne paraît évidemment possible qu'avec un ampli ayant un taux de distorsion harmonique FAIBLE EN BOUCLE OUVERTE. Il n'en sera que meilleur en boucle FERMEE, vous l'avez deviné.

— Enfin, nous limiterons dès l'entrée la vitesse de croissance des signaux rapides, de telle sorte que les transistors (de puissance principalement) ne soient pas pris de vitesse par certains transitoires. Ce serait d'ailleurs un danger pour eux que d'être ainsi sollicités si leur boîtier est très chaud, car en température, les temps de stockage des porteurs augmentent dans les transistors, la consommation sur l'alimentation aussi, et on risque une sortie de l'aire de sécurité aussi bien thermique qu'électrique.

D) EN MARGE DE LA D.I.T.

Pour terminer cette dissertation, nous survolerons la Distorsion d'Intermodulation d'Interface.

Elle aussi a été soulevée par Matti Ojala. Elle est peut-être moins évidente que la D.I.T. pour un auditeur non entraîné en haut de gamme. On la perçoit mieux dans le grave du fait des grandes amplitudes mises en jeu.

Supposons que seul un H.P. grave soit relié à un amplificateur. On oublie volontairement les filtres passifs et mauvais cordons de liaison. De par sa nature même (suspension, inertie, etc.), le H.P. NE PEUT ETRE CONSIDERE COMME UNE CHARGE STRICTEMENT PASSIVE. Des tests ont mis en évidence le fait qu'il STOCKE temporairement de l'énergie, et la RENVOIE à l'amplificateur. Or, l'impédance de sortie d'un ampli est basse AVEC contre-réaction. Beaucoup moins en boucle ouverte. Du coup, l'énergie de retour induite par le H.P. pénètre dans l'amplificateur ET PASSE AUSSI PAR LA BOUCLE DE CONTRE-REACTION.

A ce moment, le signal parasite RETARDE (du H.P.) vient se mêler au signal normal de boucle. Si vous préférez ils s'INTERMODULENT, et c'est l'horreur, la distorsion apparaît. Que vous la nommiez Distorsion d'Intermodulation d'Interface ou d'Adaptation revient au même, c'est évident.

La solution consiste à travailler avec un ampli ayant une FAIBLE IMPEDANCE DE SORTIE EN BOUCLE OUVERTE VIS-A-VIS DU HAUT-PARLEUR. En boucle fermée tout s'arrangera encore mieux. A titre d'exemple, notre ampli 75 W/8 Ω en boucle ouverte a une impédance de l'ordre de 0,8 Ω (facteur d'amortissement de 10), et passe en boucle fermée (23 dB de contre-réaction) à une valeur de 0,02 Ω environ. Dans ce cas son facteur d'amortissement est de 400 !

Avec des cordons de liaison ordinaires (1 Ω) il tombe à 8, pensez-y ! Tout ceci vous explique comment il est possible d'entendre sonner différemment plusieurs amplis de haute qualité sur la même installation, mais cette distorsion, rappelons-le, est davantage perceptible dans le grave, et surtout en 4 Ω , car en 8 Ω il faut tendre l'oreille. Peut-être voyez-vous maintenant pourquoi on rencontre même des fanatiques du 16 Ω ? Attention dans ce cas, les amplis sont rares, et de toute façon, il faut se limiter un peu.

L'auteur remercie le lecteur de sa patience, il en fallait. Il salue également Matti Ojala dont les travaux ont à coup sûr permis de passer à la vitesse supérieure. Des comme lui, il nous en faut.

2) L'AMPLIFICATEUR 50 W SOUS 8 Ω

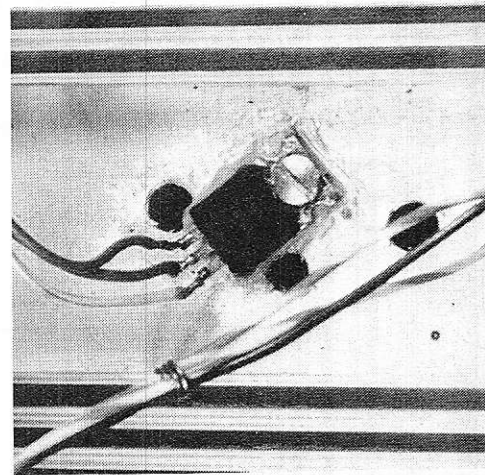
Nous le conseillons pour les enceintes à rendement élevé, et encore faudra-t-il limiter le volume, c'est prudent. Il a du nerf mais n'est pas DUR à l'écoute. Le reste c'est la surprise comme d'habitude. Prévenez vos enceintes favorites que les vacances sont finies !

Le schéma de principe est proposé sur la figure 1. Le cas échéant vous pouvez placer un cache en papier sur la ligne médiane, car l'ampli est TOTALEMENT SYMETRIQUE dans sa chaîne de transistors. Les transistors de tête Q1 et Q2 forment un différentiel limité en gain par les résistances d'émetteur de 100 Ω R4 et R8. Dans les collecteurs les charges R5 et R9 ont une valeur faible de 39 k Ω . Tout ceci indique un faible gain et une bonne bande passante. Le signal issu du collecteur de Q1 est en opposition de phase avec le signal d'entrée.

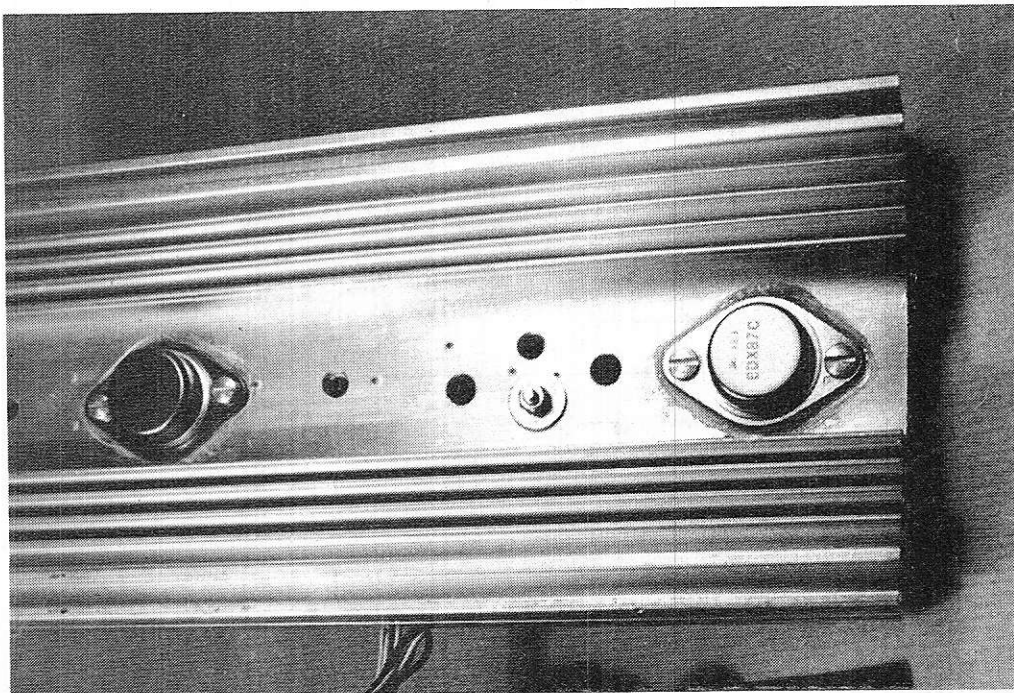
L'amplificateur Q5 est un émetteur commun. Le gain de cet étage est défini par sa résistance d'émetteur R20, et par sa charge de collecteur R21. Pour le même prix, Q5 remet en phase la Basse Fréquence qui parvient à Q10. C'est un collecteur commun qui pourtant sort de l'ordinaire. En effet c'est le driver du transistor final, un vrai Darlington. Ainsi Q10 est un émetteur suiveur, TRAVAILLANT EN CLASSE A, qui n'a pas de gain propre mais permet d'attaquer le final Q12 en basse impédance. On lui offrira donc un petit radiateur efficace, car c'est au repos qu'il est le plus chaud.

Le Darlington Q12 est un « vrai », le montage composite a été utilisé dans l'ampli 75 W. Comme nous utiliserons un haut de gamme TO 3, le BDX 87 C (100 volts), il vous faudra prévoir un dissipateur de qualité. Si possible moins de 2° C/W, au mieux un modèle 1,5° C/W. Attention à choisir un modèle en métal TO 3, le plastique n'aimera pas, surtout si vous optez pour un courant de repos élevé. De plus il y a graisse et mica sous les semelles, suivez-nous sur le métal, et n'en parlons plus.

Le capteur de température monté en multiplicateur de Vbe (monté sur le radiateur).



Les Darlington de l'étage de puissance sont montés sur un radiateur 2° C/W.



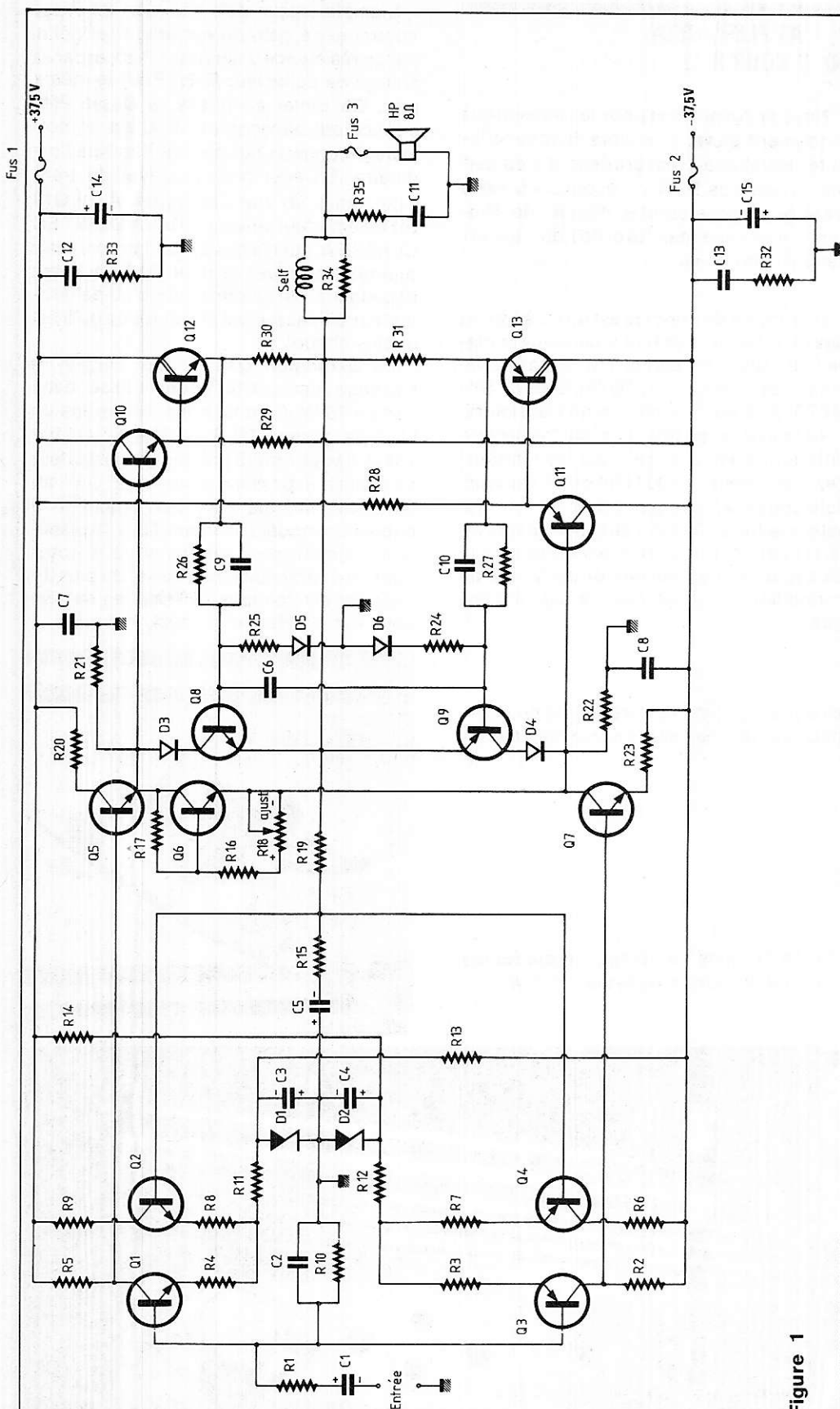


Figure 1

La résistance d'émetteur R30 de $0,33 \Omega/5$ W développera à ses bornes un potentiel suffisant pour actionner la protection électronique de court-circuit constituée par Q8 et ses composants associés. Mais cela UNIQUEMENT si le courant d'émetteur de Q12 devenait prohibitif. C'est la valeur ohmique de R26 qui détermine le point d'intervention de Q8.

Q6 enfin est le capteur de température du radiateur. Il est monté en multiplicateur de V_{be} , de façon classique. Rappelons que plus il conduit entre collecteur et émetteur, plus les tensions collecteur de Q5 et Q7 se rapprochent. A ce moment, le courant de repos des Darlington est à sa valeur minimum. Le plus grand soin devra être accordé au montage de ce boîtier TO 220. Il faut l'isoler avec un mica, et insister sur la graisse. Sinon l'effet de mesure de température ne fonctionnera pas bien, et le réglage automatique du courant de repos sera mauvais. De nombreux constructeurs utilisent un petit transistor pour cette fonction, nous avons voulu faire un peu mieux avec une large semelle de TO 220, mais notre transistor reste très économique.

Il reste à dire que le réseau de sortie C11 avec R35 fournit une charge en H.F. à l'amplificateur, et que la self série qui shunte la résistance R34 permet de stabiliser l'ampli sur des charges à composante capacitive importante (cas d'enceintes électrostatiques). Cette self est facultative sur des enceintes dynamiques. Alors on peut mettre un strap à sa place. Le fusible sera ou non installé en sortie, nous signalons qu'il dégrade fatalement le facteur d'amortissement, ce qui est dommage, mais si vous y tenez, montez un modèle RAPIDE 4 ampères.

A propos des bandes passantes, nous dirons que C5 et R15 donnent la coupure basse de l'ampli, de l'ordre du Hertz. Par contre, le chimique d'entrée constituera un filtre subsonique élémentaire, évitant de passer dans les enceintes des signaux « mous » de grande amplitude, du style « rumble » de platine. Avec $25 \mu F$ pour C1 on coupe sous 20 Hertz, libre à vous de monter $10 \mu F$ pour couper plus haut... le bas du registre. L'élément TRES IMPORTANT est le petit céramique C2. C'est lui qui, avec R10, limitera la vitesse des signaux présentés à l'entrée. Nous y reviendrons lors de la mise au point.

3) LE CHOIX DES COMPOSANTS

Au plan des semiconducteurs, nous vous proposons un tableau de substitution qui vous aidera dans vos recherches. Mais attention : s'il est important de choisir des

transistors ayant une bonne tenue en tension, il est conseillé de sélectionner les couples à complémentaires au transistor-mètre si vous en avez un. C'est une pratique qui réduira encore la distorsion et évitera par exemple de trouver une légère composante continue en sortie (cas d'un écart entre les différentiels d'entrée). Sans transistomètre, consolez-vous, votre ampli sera quand même épatant.

Les diodes Zener D1 et D2 fixant la polarisation des amplis d'entrée devront être découplées par des tantales (C3 et C4) éliminant le souffle propre aux Zeners. On peut se contenter de tantales goutte, mais l'isolement souhaité sera de 35 volts. Peu importe la capacité, mais 1 μ F est une valeur correcte.

Les résistances symétriques sur le schéma devront être de même marque et modèle, et on contrôlera de préférence leur égalité ohmique.

Les diodes D3 à D6 ainsi que les transistors Q8 et Q9 seront impérativement testés à l'ohmmètre. Un courant de fuite de leur part serait suffisant pour dégrader les performances dans l'aigu. Un transistor défectueux vous priverait de la protection, et pourrait également altérer le signal de sortie.

La résistance ajustable R18 qui règle la valeur de consigne du courant de repos final sera en fait un potentiomètre. Si possible un CERMET, car toute défaillance de ce composant ou dérive thermique importante de la valeur ohmique peut faire passer les Darlington de vie à trépas.

Les transistors Q5 et Q7 seront équipés d'un petit radiateur, mais Q10 et Q11, fonctionnant en classe A, seront équipés d'un dissipateur de plus haute efficacité, tout ceci est important.

4) LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Il est proposé sur la **figure 2**. Pour ne pas trop vous dépayser, il sera conventionnel, soit cuivre dessous, composants dessus. Sa réalisation très simple est possible au stylo comme de coutume. On montera deux cartes pour la stéréophonie, c'est évident. Le perçage conseillé est de 1,2 mm.

Les composants seront bien repérés avant insertion, particulièrement les semi-conducteurs et les deux tantales. Les résistances spéciales seront surélevées pour une meilleure dissipation. Nous conseillons d'étamer généreusement les pistes avec de la soudure fraîche. La plan de masse et les conducteurs d'alimentation et de sortie seront même gavés de soudure. Ceci pour la fiabilité mais surtout pour les performances dynamiques.

	SGS ATES	SESCOSEM	MOTOROLA	RCA	FAIRCHILD	TAXAS INSTRUMENTS
Q1, Q2, Q8 (NPN) Faible bruit - 45 V mini.	BC 107 (métal)	BC 414	BC 239		2 N 5961 (60 v)	BC 182 (50 v)
Q3, Q4, Q9 (PNP) Faible bruit - 45 v mini.	BC 177 (métal)	BC 416	BC 309	(60 v)	PN 4250 A (50 v)	BC 212
Q7, Q10 (NPN) Métal TO 5 - 60 v mini.	BC 441	BC 211 A	2 N 1893 2 N 3053	2 N 21P2 2 N 3053		2 N 2102 2 N 3053
Q5, Q11 (PNP) Métal TO 5 - 60 v mini.	BC 461	BC 313 A		2 N 4036 2 N 4037		2 N 4036 2 N 4037
Q6 (NPN) - TO 220 plastic Bas de gamme économique	BD 433	BD 241	TIP 29	BD 241		TIP 29
Q12, Darlington métal NPN Haute tension préférée	BDX 87 C (100 v)	ESM 118 (80 v)	2 N 6059 (100 v)	TA 9118 (100 v)		
Q13 - Darlington métal PNP Haute tension préférée	BDX 88 C (100 v)	ESM 162 (80 v)	2 N 6052 (100 v)	TA 9117 (100 v)		

Dans le même état d'esprit, on câblera les transistors du radiateur avec soin, en bon fil, et surtout les liaisons collecteur et émetteur des Darlingtons, avec un diamètre renforcé, ici, rien de trop beau.

Si vous ne montez pas de self, mettez un strap en gros fil rigide. Sinon, procurez-vous un mètre minimum de fil émaillé de 85/100^e de mm, ce qui suffit pour les deux canaux. Trouvez un axe de bobinage de 6 mm, un tournevis par exemple. Bobinez alors 15 spires JOINTIVES de fil sur cet axe, et soufflez un peu. Ensuite, et dans le même sens de bobinage, constituez une 2^e couche de spires jointives, ce qui est bien plus drôle encore. Vous êtes revenu au fil des tours vers l'origine de la self. De la sorte, le bobinage se termine là où il avait commencé. L'intérêt de cette technique est qu'elle minimise les inductances de fuite, et donc les pertes d'énergie. Puisque vous aimez, bobinez donc dans la foulée la self du second canal.

Pour la pratique, il faut placer un shunt résistif sur ce bobinage, pendant que l'un conduit le courant, l'autre passe la tension, et tout va bien. La valeur correcte de shunt est de 0,75 Ω , que l'on peut réaliser avec deux petites vitrifiées de 1,5 Ω /3 W en parallèle. On grattera bien les terminaisons de la self, et on les étamera à part. La qualité des soudures dans l'assemblage self + résistances est primordiale. Le montage pourra s'effectuer comme sur nos photos.

5) LA RÉALISATION FINALE

Elle dépend de l'habillage dont vous disposerez. Rien ne vous empêche de placer chaque canal dans SON COFFRET, près de SON ALIMENTATION, et le tout PRES de l'enceinte concernée. C'est la meilleure pratique possible.

Dans tous les cas, on placera un fusible rapide, ou mieux un disjoncteur de 2 ampères en série avec l'arrivée de + V et - V d'alimentation. Les découplages C14 et C15 seront situés APRES ces protections pour en minimiser l'incidence sur la dynamique. Le fusible de sortie est laissé à votre appréciation. A cause des autres protections en présence, son rôle est plutôt de polluer le grave qu'autre chose. Si vous y tenez, montez un 4 ampères RAPIDE et n'en parlons plus.

Les liaisons entre la carte imprimée et le radiateur seront réalisées avec soin. Sur la **figure 3**, on observe que les connexions de Q6 sont notées (C), (B), (E).

Attention aux masses. La sortie HP et l'arrivée 0 V de l'alimentation se feront AU MEME POINT, sur la carte imprimée, près de R35. Par contre, la masse d'entrée est reliée à l'autre côté de la carte par le fil blindé B.F. — Alors il faut utiliser un connecteur DIN ou RCA châssis qui soit isolé de la masse mécanique. Cette masse mécanique est référencée au 0 V par la douille banane.

Le cordon de liaison au H.P. sera de faible résistance série, c'est fondamental. On peut utiliser du câble Lucas, ILV, Loenische ou autre. A défaut, procurez-vous du fil électrique de forte section pour secteur. Le genre 2,5 mm² est souhaitable. Enfin, il faut du BON câble si possible, à faible capacité linéaire.

6) LA MISE AU POINT

A) PREAMBULE

Le seul réglage accessible est la valeur du courant de repos. Si vous pensez utiliser toute la puissance disponible, il faudra

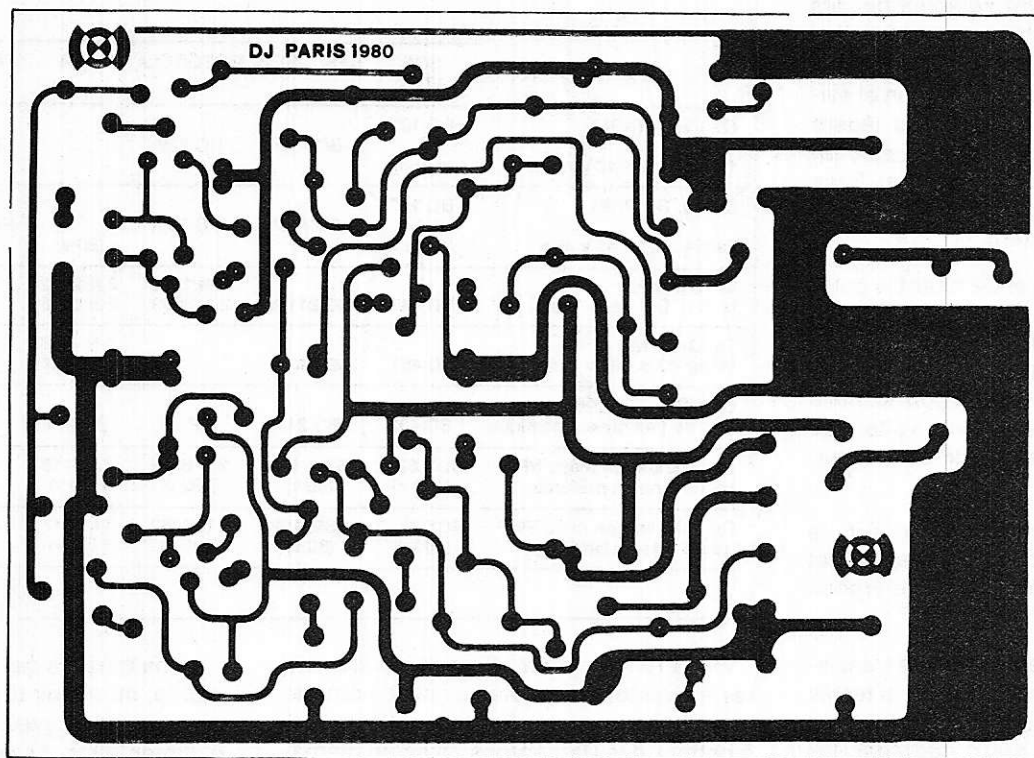


Figure 2

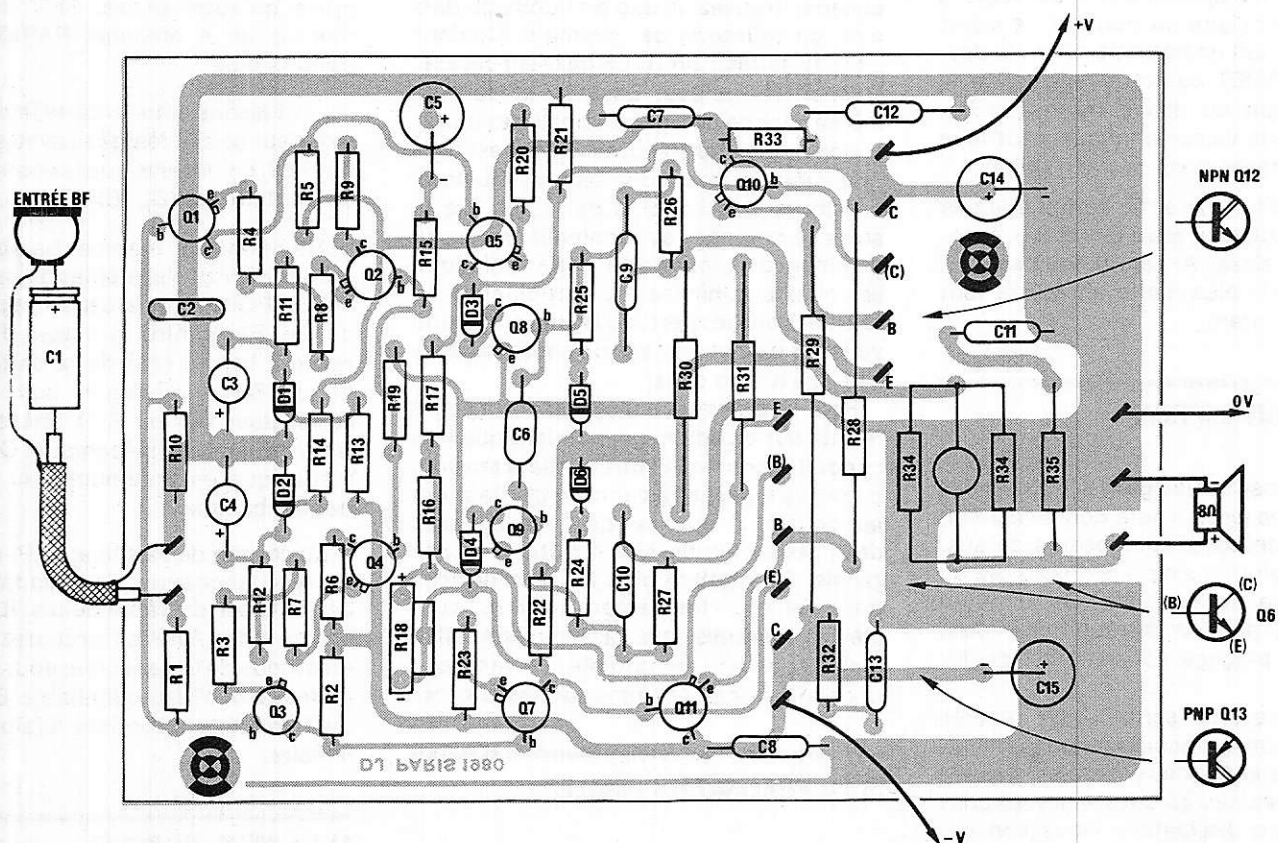


Figure 3

la valeur minimum de ce courant. Vous serez en classe B pure. Si par contre vous pensez utiliser l'ampli autour de 15 ou 20 watts, passez prudemment en classe AB, donc réglez le courant de repos pour avoir sur le radiateur des Darlingtons une température tiède, moins de 40° C toutefois.

Cette pratique améliore l'écoute aux faibles puissances, mais crée un gros risque de surchauffe si vous tirez sur le volume.

Dans ce cas où s'expose à un emballement thermique des Darlingtons, pouvant les détruire par effet d'AVALANCHE. Vous êtes prévenus.

B) LE RÉGLAGE

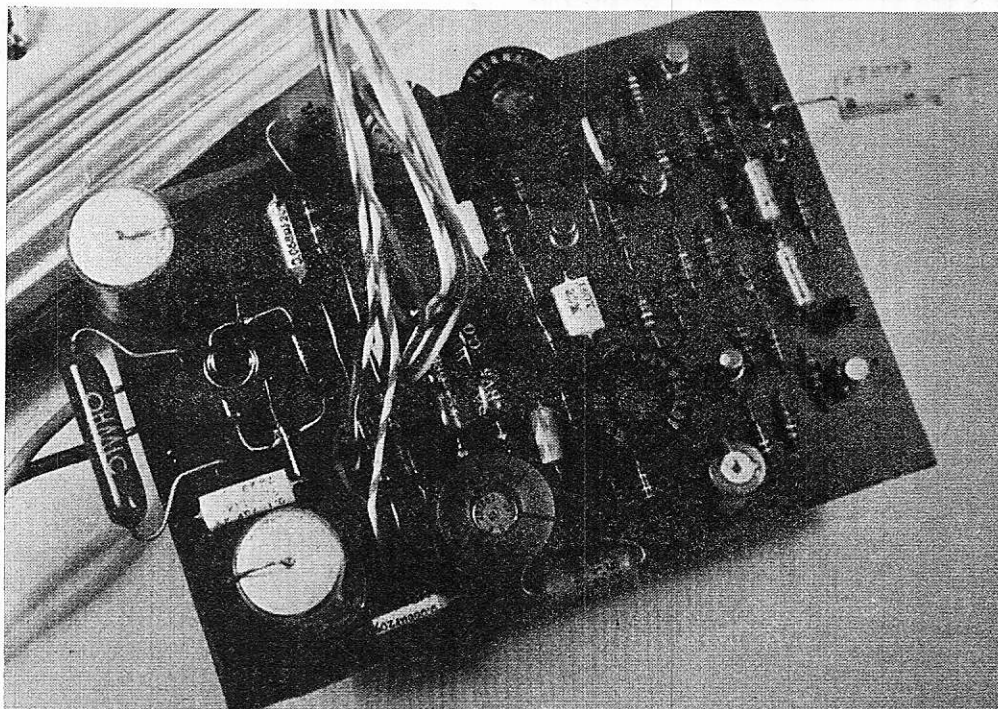
Il débute par le positionnement de l'alimentation à $\pm 36,5$ volts. Coupez et laissez se décharger les condensateurs.

On suppose que l'ampli est correctement câblé. Placez le curseur de R_{18} à fond à droite (vers le signe -). Placez une charge résistive de 8Ω sur la sortie HP. A ses bornes raccordez votre oscilloscope. Positionnez l'ampli Y sur 0,1 V/cm et la base de temps sur 10 μ sec/cm. Placez les switches sur « AC ».

Préparez le générateur Basse Fréquence. Signal sinusoïdal de 10 kHz gamme 0,1 V ou moins — potentiomètre de niveau sur 0, raccordez à l'amplificateur 50 W. Tout va bien.

Alors seulement placez les cordons d'alimentation sur les bananes + V, 0V, - V de l'ampli. Avec quelque émotion, allumez l'alimentation. Si tout va bien, donnez un tout petit peu de 10 kHz à l'entrée. Au scope, le sinus ne doit pas être beau. Avec DOIGTE, montez lentement avec R_{18} la valeur du courant de repos. Les défauts de raccordement visibles sur les montées et descentes du sinus s'atténuent progressivement. AU MOMENT OU ILS DISPARAISSENT, STOPPEZ LA ROTATION DE R_{18} . Vous êtes bien réglé en classe B. Ramenez alors le niveau du générateur B.F. à zéro. Après un temps de repos, prenez la température du radiateur. Il doit être froid, sinon vous êtes allés trop loin dans le réglage de l'ajustable. Avec nos valeurs de composants, le réglage correct se situe environ à 1/3 de la course du potentiomètre. Il est peu probable qu'il faille dépasser la position médiane, même avec des transistors non appariés.

Nous vous proposons un relevé de tensions sur tous les transistors afin de faciliter un éventuel dépannage. A titre indicatif, nous donnons au tableau 2 des mesures relevées par l'auteur sur sa maquette :



La carte imprimée reçoit tous les autres composants (remarquez la self piquée debout).

Limite supérieure de fréquence	à 0 dB	à -1 dB	à -2 dB	à -3 dB
Valeur de C_2				
En l'absence de C_2 (25 W)	40 kHz	107 kHz	565 kHz	780 kHz
470 pF (50 W)	28 kHz	67 kHz	113 kHz	165 kHz
560 pF (50 W)	24 kHz	63 kHz	100 kHz	138 kHz
Tension d'attaque : de l'ordre de 0,8 V eff. pour 20 V eff. sur 8Ω avant écrêtage				

On voit clairement l'influence de C_2 sur les performances. Ceci nous pousse à vous recommander une valeur de 470 pF AU MINIMUM. Pour limiter la D.I.T., on pourra placer un C_2 de plus en plus fort. La limite

extrême est de 1000 pF, car la bande passante devient insuffisante. La valeur exacte n'est pas donnée par les chiffres mais par l'écoute. A vous de déterminer (à la longue) votre préférence. Ce n'est pas évident.

TABLEAU III

AMPLIFICATEUR 50 W - Alimentation $\pm 36,5$ volts
Mesures effectuées au voltmètre numérique SANS MODULATION

Volts en :	EMETTEUR	BASE	COLLECTEUR
Q 1	- 0,6	0	33
Q 2	- 0,6	0	33
Q 3	0,6	0	- 33
Q 4	0,6	0	- 33
Q 5	33,6	33	1,7
Q 6	- 1,7	- 1,1	1,7
Q 7	- 33,6	- 33	- 1,7
Q 8	0	0	1,6
Q 9	0	0	- 1,6
Q10	1,1	1,7	36,5
Q11	- 1,1	- 1,7	- 36,5
Q12	0,004	1,1	36,5
Q13	- 0,004	- 1,1	- 36,5

7) CONCLUSION

Si vous voulez utiliser cet ampli sur 4 Ω , il faudra doubler la valeur de R₂₆ et R₂₇ du circuit de protection. Dans ce cas, l'alimentation sera de ± 30 V. Tout le reste est identique, mais le réglage du courant de repos sera fait « façon classe B ». La dissipation sera plus importante. Bref, nous aimons le 8 Ω .

La DOUCEUR de l'ECRÊTAGE de cet amplificateur l'absence de verrouillage, d'oscillations et d'offset en sortie nous ont surpris. Les appareils de mesure sont satisfaits, c'est sûr. Mais qu'en est-il de l'écoute ? Il vous faudra le construire pour le savoir...

D. JACOVOPOULOS

Nomenclature

Résistances

1/4 W couche carbone 5 %

R1 = 1,2 k Ω
R2 = 3,9 k Ω
R3 = 100 Ω
R4 = 100 Ω
R5 = 3,9 k Ω
R6 = 3,9 k Ω
R7 = 100 Ω
R8 = 100 Ω
R9 = 3,9 k Ω
R10 = 12 k Ω
R11 = 12 k Ω
R12 = 12 k Ω
R13 = 1,8 k Ω
R14 = 1,8 k Ω
R15 = 470 Ω
R16 = 470 Ω
R17 = 3,9 k Ω
R18 = Potentiomètre 470 Ω
genre VA 05 V (ohmic)
R19 = 12 k Ω
R20 = 390 Ω (0,5 W)
R21 = 18 ou 22 k Ω
R22 = 18 ou 22 k Ω
R23 = 390 Ω (0,5 W)
R24 = 1 k Ω
R25 = 1 k Ω
R26 = 47 Ω
R27 = 47 Ω
R28 = 3,6 k Ω (2 W)
R29 = 3,6 k Ω (2 W)
R30 = 0,33 Ω (5 W)
R31 = 0,33 Ω (5 W)
R32 = 10 Ω (0,5 W)
R33 = 10 Ω (0,5 W)
R34 = 2 x 1,5 Ω (3 W)
R35 = 20 Ω (5 W)

Condensateurs

C1 = 22 μ F/40 V chimique
C2 = 560 pF céramique
C3 = 1 μ F/35 V tantale goutte
C4 = 1 μ F/35 V tantale goutte
C5 = 220 μ F/16 V chimique
C6 = 47 nF mylar
C7 = 0,1 μ F mylar
C8 = 0,1 μ F mylar
C9 = 10 nF mylar
C10 = 10 nF mylar
C11 = 0,1 μ F mylar
C12 = 58 nF mylar
C13 = 68 nF mylar
C14 = 100 μ F/63 V chimique
C15 = 100 μ F/63 V chimique

Transistors (voir tableau 1)

Q1 = BC 107	Q8 = BC 107
Q2 = BC 107	Q9 = BC 177
Q3 = BC 177	Q10 = 2 N 3053
Q4 = BC 177	Q11 = 2 N 4037
Q5 = 2 N 4037	Q12 = BDX 87 C
Q6 = TIP 29	Q13 = BDX 88 C
Q7 = 2 N 3053	

Autres semi-conducteurs

D1 = D2 = BZX 55 C 24
D3 à D6 = 1 N 914 ou 4148

Divers

- Coffret et radiateur 1,5° C/W
- Graisse silicones, micas, canons
- 2 disjoncteurs ou fusibles 2A
- 2 bananes châssis isolées
- 1 banane châssis non isolée
- 1 embase DIN ou RCA (CINCH), pour châssis avec masse isolée
- Fils de qualité (voir texte)
- 1 bornier de sortie H.P.
- 1 mètre fil émaillé 85/100°

En version stéréophonique

Coût approximatif du matériel sans coffrets : 500 F.

Sté FIORE
s.a.r.l. au capital
de 60 000 fr.

MAGASIN FERMÉ
LE LUNDI

INTER ONDES

C.C.P. FIORE 4195-33 LYON - R.C. Lyon 67 B 380

69, rue Servient 69003 - LYON

Tél. (78) 62.78.19

- F 95 HFA -

STATION EXPERIMENTALE

See expédition
84-61-43

NOUVELLE ADRESSE :

69, rue Servient 69003 LYON

A LYON :

COMPOSANTS - TRANSISTORS KITS-INTÉGRÉS - ÉMISSION-RÉCEPTION

PAIEMENT : à la commande, par chèque, mandat ou C.C.P. Envoi minimal 30 F.
Contre remboursement : moitié à la commande, plus 5 F de frais.

PORT : RÉGLEMENT A RÉCEPTION AUCUN ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT HORS DE FRANCE

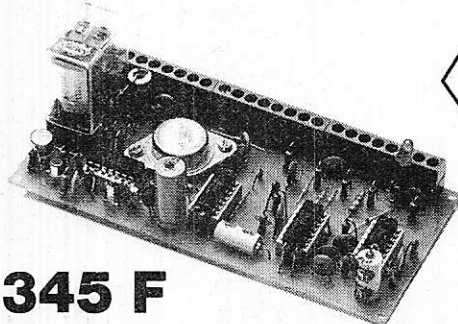
ELECTRONIC SERVICE

20, avenue de la Gare — 57200 SARREGUEMINES

Distributeur officiel Office du Kit



- Modulateur de lumière 3 canaux (OK 21) 112,70 F
- Modulateur 3 canaux + 1 inverse (OK 124) 136,20 F
- Adaptateur micro pour modulateur (OK 126) 77,40 F
- Stroboscope 40 joules (OK 112) 155,80 F
- Antivol pour automobile (OK 92) 102,90 F
- Générateur de rythmes (OK 143) 279,00 F
- Ampli linéaire 144 MHz - 40 W (OK 148) 495,00 F



**Centrale
antivol
OK 140 :**

- Multiples entrées
- Sortie sirène + sortie par relais
- Contrôle de veille
- Indicateur d'alarme
- Fonctionne à circuits C.MOS (-de 10 μ Ade consommation en veille)

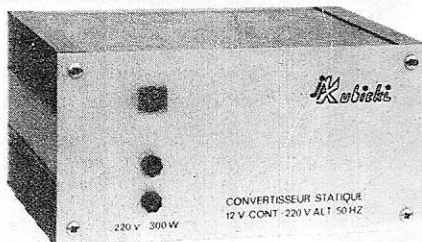
Composants électroniques

Vaste choix de résistances, condensateurs, transistors, circuits intégrés, diodes, etc.

Outillage - Coffrets - Appareils de mesure

Convertisseurs statiques

220 V alternatif à partir d'une batterie 12 V ou 24 V.



- 1° Entrée 12 V**
- C 50/12, 50 W 145 F Port 10 F
 - C 100/12, 100 W 195 F Port 22 F
 - C 150/12 R, 150 W 320 F Port dû
- 2° Entrée 24 V**
- C 300/24 R, 300 W 355 F Port dû
- 3° Modèles stabilisés en fréquence**
- EC 150/12, 150 W (entrée 12 V) 649 F Port 22 F
 - EC 300/12, 300 W (entrée 12 V) 875 F Port 40 F
- Nouveau modèle**
- EC 600/24 A, 600 W 1 865 F Port dû SNCF
 - EC 1000/24 A, 1000 W (entrée 24 V) ... 3 395 F Port dû SNCF

CIRCUITS IMPRIMÉS

Verre époxy

- Simple face 75 x 160 8,00 F
- 100 x 200 12,00 F
- Double face 75 x 160 16,00 F
- 100 x 200 24,00 F

Bakélite

- Simple face 75 x 160 2,00 F
- 100 x 200 3,50 F
- Epoxy présensibilisé 100 x 150 18,00 F
- 100 x 200 36,00 F

- Pastille transfert Mecanorma 10,00 F
- Bande transfert Mecanorma 12,00 F
- Feuille Mylar 210 x 270 4,00 F
- Résine photosensible KF positive
atomisant révélateur 56,40 F
- Stylo marqueur spécial 14,00 F
- Mini perceuse 60,00 F
- Perchlorure de fer 1/2 litre 8,00 F
- Etamag 1/2 litre KF 36,00 F
- Vernis KF protection
circuit imprimé 42,00 F

Port forfaitaire pour matériel circuit imprimé + 20 F

Kit à insoler les circuits comprenant :
2 tubes UV 60 cm + 2 starters + 1 ballast + schéma de branchem-
ment 110 F
(port : 40 F)

Une gamme de transformateurs monophasés, primaire 220 V, imprégnés vernis classe B. Plus de 100 modèles de 1,8 à 480 VA. Secondaires simples ou doubles. (Liste sur demande).

Secondaire simple

Type	Prix	Port
6 V/0,3 A	29,00	10 F
9 V/0,2 A	29,00	
12 V/0,15 A	29,00	
6 V/0,6 A	30,00	
9 V/0,4 A	30,00	
12 V/0,3 A	30,00	
15 V/0,33 A	30,00	15 F
18 V/0,3 A	30,00	
12 V/1 A	36,00	
12 V/2 A	45,00	
24 V V/1 A	45,00	
24 V/2 A	62,00	

Secondaire double

Type	Prix	Port
2 x 6 V/0,5 A	27,00	10 F
2 x 9 V/0,5 A	32,00	
2 x 12 V/0,5 A	32,00	
2 x 15 V/0,5 A	32,00	
2 x 18 V/0,5 A	32,00	
2 x 24 V/0,5 A	41,00	
2 x 30 V/0,5 A	45,00	15 F
2 x 6 V/1 A	32,00	
2 x 9 V/1 A	37,00	
2 x 12 V/1 A	47,00	
2 x 15 V/1 A	50,00	
2 x 18 V/1 A	50,00	
2 x 24 V/1 A	54,00	20 F
2 x 30 V/1 A	63,00	
2 x 6 V/2 A	45,00	
2 x 9 V/2 A	47,00	
2 x 12 V/2 A	54,00	
2 x 24 V/2 A	82,00	

Sorties à picots

6 V/0,3 A	29,00	5 F
9 V/0,2 A	29,00	
12 V/0,15 A	29,00	

CIRCUITS IMPRIMÉS

Réalisation de prototypes
et de petites séries. (Nous consulter).

Magasin ouvert tous les jours

de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 heures

Lundi de 14 h à 19 heures

Samedi de 9 h à 12 h et de 14 h à 17 heures

Tél. (8) 798.55.49

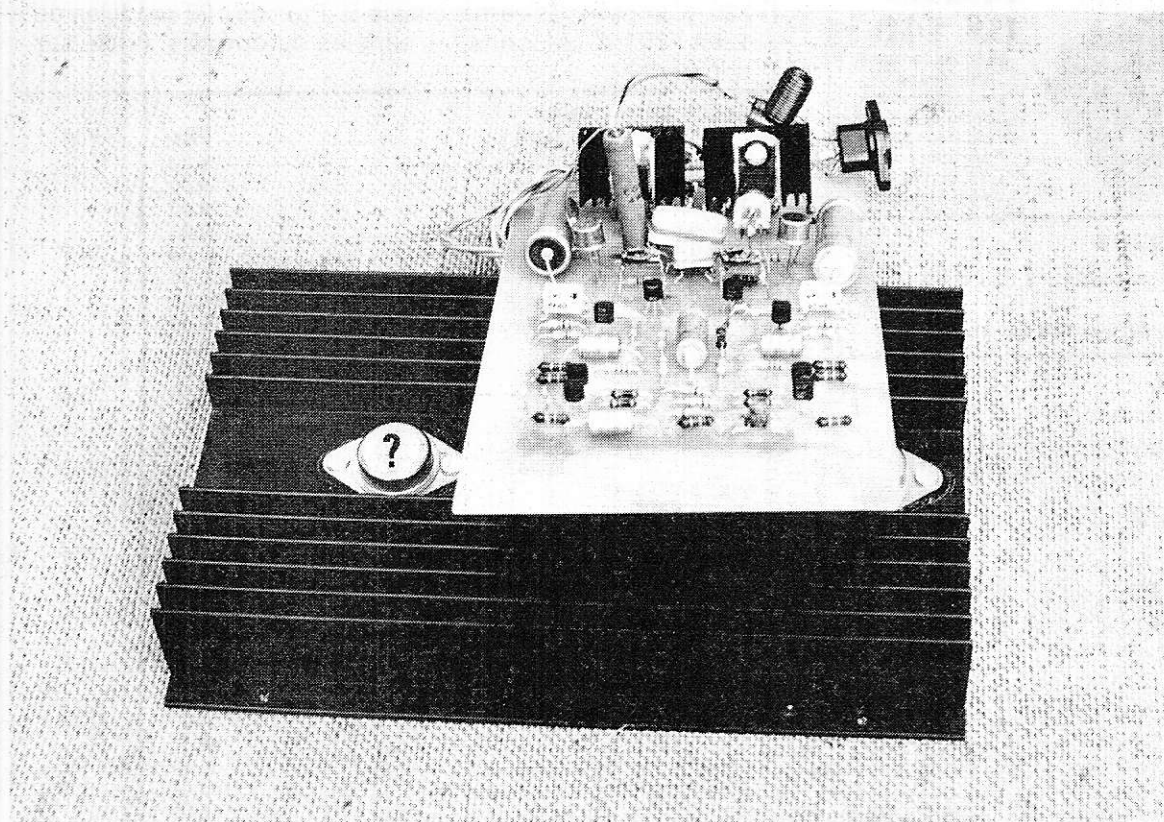
**Egalement vente par correspondance
sous 24 heures**

Paiement à la commande par chèque ou mandat

Dans le prolongement de l'article détaillant un amplificateur 50 W, nous vous présentons maintenant une autre étude.

Si, du point de vue de la qualité d'écoute et de la puissance de séduction, ces deux amplis sont très comparables, le lecteur remarquera qu'ils présentent plusieurs différences de schéma.

La philosophie de conception est restée la même. Ici aussi nous luttons contre la D.I.T. et la D.I.I. Cet ampli de 75 W présente lui aussi une faible distorsion en boucle ouverte (moins de 1 %), et, dans ces conditions un faible gain relatif. Toujours en boucle ouverte, son impédance de sortie est faible.



AMPLIFICATEUR 75 watts haut de gamme

En plus de la limitation grave nécessaire dans tout amplificateur à liaisons continues, il y a une légère limitation aiguë dans la boucle de contre-réaction, qui, corrigeant la phase, augmente la marge de phase globale de cette boucle, et par suite la stabilité de l'amplificateur. Ainsi, il est quasiment exempt de dépassements sur les transitoires. Pourtant nous nous contenterons d'une contre-réaction de boucle (globale) de 23 dB seulement.

L'auteur tient à souligner qu'une fois de plus, la puissance électrique de cet amplificateur n'est pas LE critère de qualité. Par contre, c'est un secours appréciable pour des enceintes à FAIBLE RENDEMENT ACOUSTIQUE. Prévenons le lecteur sur un point capital. Cet amplificateur exprimera toutes ses qualités avec UNE ALIMENTATION PAR CANAL.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Il est totalement complémentaire, comme le prouve la **figure 1**, afin de minimiser la distorsion en boucle ouverte. L'absence de montage « bootstrap » permet de s'affranchir d'une tension continue (offset) sur la sortie H.P. Même faible, elle serait difficile à éliminer. Alors la caractéristique d'écrtage est très symétrique, ce qui est un bon point. De plus, elle s'opère en douceur, comme sur le 50 W. Nous entendons par là que ces amplis ont une grande difficulté à travailler en triggers, et présentent donc une saturation moins dure à l'oreille, cela étant peut-être le point le plus rapide à percevoir pour l'auditeur.

Le schéma commence par deux amplificateurs différentiels formés par Q 1 et Q 4. Les bases de Q 2 et Q 4 sont les entrées inverses de ces amplificateurs. Elles permettront les contre-réactions continues et alternatives, et donc le bouclage de l'amplificateur 75 W. Sur les différentiels, des contre-réactions locales sont fournies par les résistances de base et d'émetteur de Q 1 à Q 4. Les résistances de collecteurs sont basses, ce qui limitera le gain de ces étages. On peut ainsi compter sur une bonne bande passante.

Le condensateur d'isolement C 1 de 10 μ F offre une coupure basse de l'ordre de 0,5 Hertz. On pourra diminuer sa valeur pour former un filtre subsonique simple. L'impédance d'entrée (30 k Ω environ) est quasiment fixée par R2, car elle ne doit fournir que l'écart entre les courants de base de Q 1 et Q 3. Sa valeur peut donc être relativement élevée sans pour autant créer une forte tension d'offset. Il faut noter que

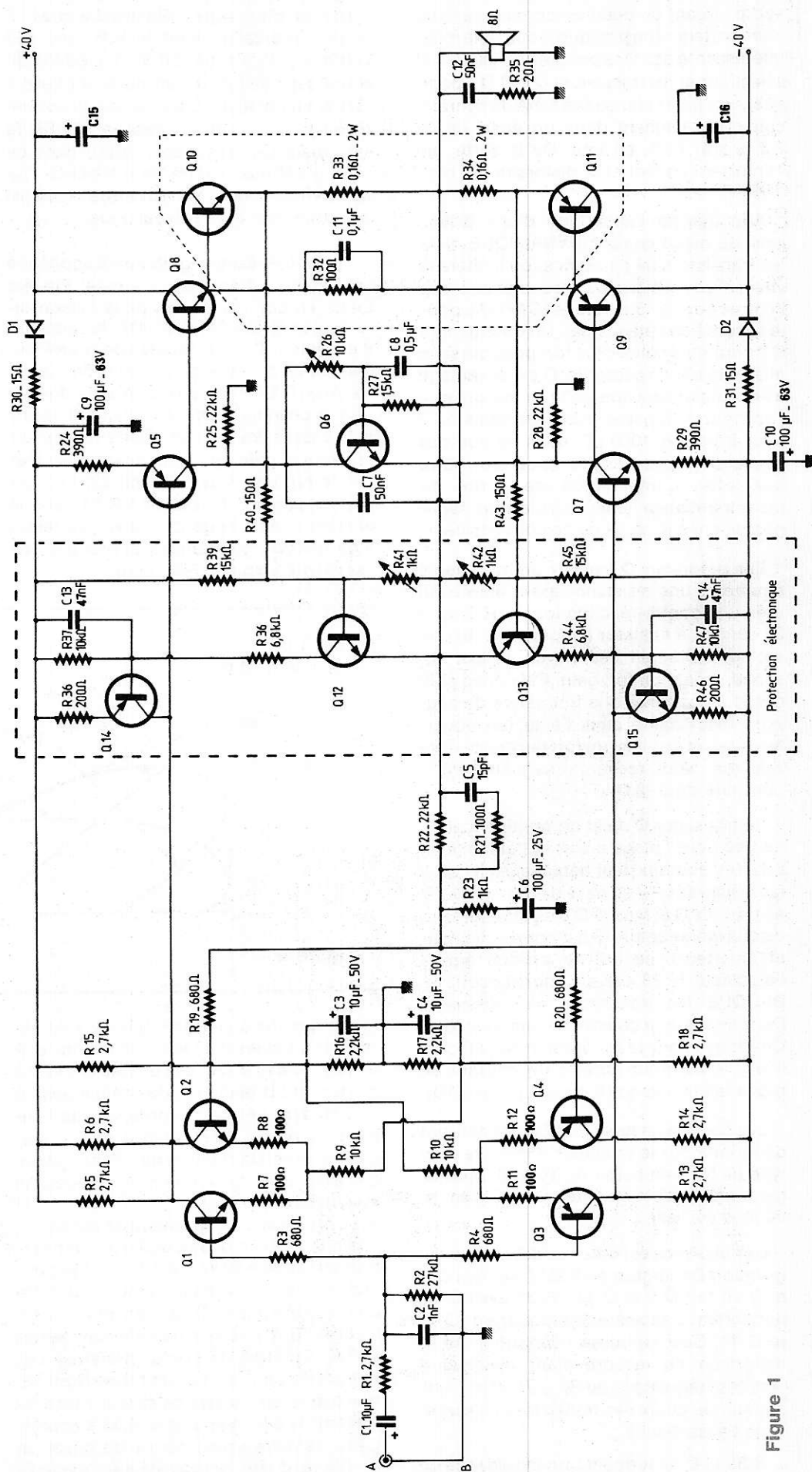


Figure 1

tout offset présent à ce point sera reflété en sortie, créant un débit en continu dans le haut-parleur. Une pratique facultative mais intéressante pour les puristes consistera à sélectionner les transistors Q 1 et Q 4 pour que leurs gains statiques à 5 mA de courant collecteur tiennent dans un écart de $\pm 7,5 \%$ soit 15% en tout. De la sorte, on minimisera l'offset et la distorsion de raccordement.

Afin d'éviter l'apparition d'une distorsion de raccordement DYNAMIQUE dans les transistors de puissance, on limitera la vitesse de croissance des signaux dès l'entrée par C 2. Son rôle est CAPITAL pour la sécurité de l'étage final. On déterminera C 2 pour qu'il soit le plus fort possible sans altérer la bande passante. C'est d'avantage à l'écoute qu'aux appareils de mesure que l'on pourra trancher. Nous pensons qu'il peut frôler les 1000 pF, mais ne doit pas descendre sous 270 pF, valeur sur notre maquette. L'impédance de sortie du préamplificateur joue un rôle non négligeable dans le choix de ce condensateur.

Les prédrivers Q 5 et Q 7 ont dans leurs émetteurs une résistance assez élevée qui crée une contre-réaction locale. R 25 et R 28 servent à abaisser l'impédance de collecteur qui serait très élevée en leur absence, créant un fort gain. Cela nous obligerait à constater une fréquence de coupure insuffisante dans l'aigu (en boucle ouverte), et à utiliser un fort taux de contre-réaction. Nous recherchons justement le contraire pour la D.I.T.

Le transistor Q 6 est un multiplicateur de V_{be} pour l'étage driver et l'étage final. En effet, pour que leur déblocage ait lieu, il faut environ 1,2 V en base de Q 8 et — 1,2 V en base de Q 9. Mais si Q 6 est conducteur, disons même saturé (0,5 V entre collecteur et émetteur), ce qui se produit quand l'ajustable R 26 est en court-circuit, ou BLOQUE les transistors de puissance. Dans ce cas, leur courant de repos est NUL. On réglera donc la conduction ou non de Q 6 par R 26, pour obtenir un courant de repos faible (classe B) ou fort (classe AB).

Les condensateurs C 7 et C 8 permettront de monter sur le radiateur n'importe quel type de NPN en boîtier de TO 220, dont ils bloqueront toute velléité d'oscillation, si minime soit-elle.

La puissance est obtenue par une configuration Darlington en DEUX boîtiers Q 8 et Q 10 (ou Q 9 et Q 11). R 32 avec C 11 permettent d'accélérer le blocage de Q 10 et Q 11. Ceci repousse l'apparition de la distorsion de raccordement dynamique vers les fréquences de 30 à 70 kHz. Tout dépend du choix des transistors de sortie, vous l'avez deviné.

R 35 et C 12 forment une impédance de charge constante pour l'amplificateur à

fréquence élevée. Pour les heureux possesseurs d'enceintes électrostatiques, il faudra intercaler avant le H.P. une self comme dans l'ampli 50 W. La valeur du shunt sera de $0,5 \Omega$, soit deux vitrifiées $1 \Omega/3 \text{ W}$ en parallèle. Dans ce cas, la contre-réaction pourra être prélevée APRES la self, mais les essais de l'auteur dans ce sens n'ont pas montré de différence aux appareils de mesure, preuve que la self est de faible impédance dynamique.

La contre-réaction globale est appliquée aux amplis différentiels d'entrée. Elle est totale en continu du fait de la liaison directe par R 22. En alternatif, la capacité d'isolement C 6 est calculée pour une fréquence de coupure grave de l'ordre de 1,5 Hz. Avec R 23 et C 6, on contribue à donner une excellente stabilité à l'amplificateur aux basses fréquences. Dans le registre médium le gain de l'amplificateur est fixé par le rapport R 22/R 23 soit 22. Le petit condensateur C 5 associé à R 21 est une limitation de fréquence dans l'extrême-aigu qui corrige la phase et procure une excellente stabilité transitoire.

d'y ajouter le courant de repos, mais sa valeur est faible.

Si la charge de 8Ω était purement résistive, on pourrait utiliser de simples TO 220 pour la même puissance. Mais cette charge est REACTIVE et le danger apparaît. Dans certaines configurations d'utilisation, il est fort possible que le transistor final VOIT à ses bornes Collecteur et Emetteur une tension élevée. AU MOMENT où il passe un courant fort. Ceci est le fait de la FORTE composante INDUCTIVE présentée par l'impédance de l'enceinte. Il n'y a plus concordance dans le temps entre tension et courant. C'est un DEPHASAGE.

Les initiés savent qu'il y a une DROITE comme figure de charge du transistor final sur résistance pure. Mais on obtient des ELLIPSES dans le cas d'une enceinte inductive. Voyez la figure 2.

Toutes les courbes sont contenues dans un triangle formé par l'origine (O), le courant crête ($I_{crête}$) dans la charge, et LE DOUBLE de la tension d'alimentation ($2 V_{cc}$).

L'amplitude des ellipses diminue et le déphasage (φ) augmente avec la fré-

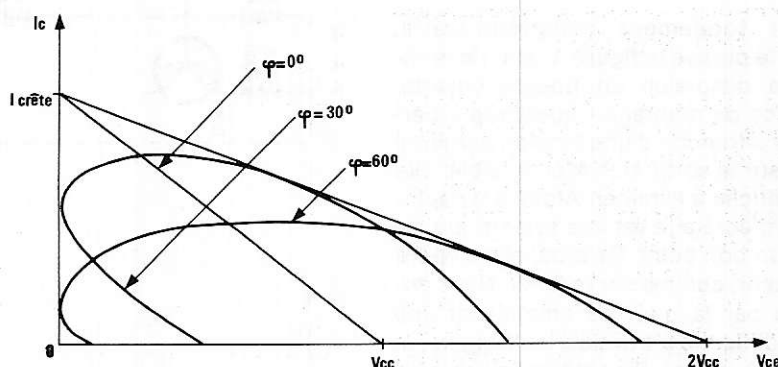


Figure 2

Les circuits à courants faibles sont alimentés à travers R 30 et C 9 d'un côté, et R 31 et C 10 de l'autre. Les diodes D 1 et D 2 empêchent la décharge des chimiques C 9 et C 10 dans l'étage de sortie, et maintiennent un instant l'alimentation sur les étages d'entrée à la coupure de l'alimentation. On évite ainsi la traditionnelle secousse dans les haut-parleurs.

La protection électronique de cet amplificateur a été un peu compliquée par rapport au modèle 50 W. En 8Ω , charge pour laquelle les deux amplificateurs ont été conçus, on obtient 20 volts en 50 W et 24,5 volts en 75 W. Ces valeurs sont données en EFFICACE (ou RMS si vous préférez). Les valeurs de crête du courant traversant les transistors de puissance seront respectivement de 3,53 ampères et 4,33 ampères. Cette dernière valeur risque de poser un problème d'aire de sécurité sur l'étage final du 75 W. Encore avons-nous négligé

quence. La droite correspondant à $\varphi = 0$ est le cas d'une résistance pure.

Nous trouverons donc une protection en tension et en courant sur l'ampli 75 W. Pour ne pas intervenir sur la qualité sonore, elle réagira à partir des valeurs $I_{crête}$ et $2 V_{cc}$. En fait 5 ampères et 80 volts. Dans le cas du transistor Q 10, la seule résistance d'émetteur R 33 fournira l'alarme 5 ampères, alors que la combinaison R 39 et R 40 fixe l'alarme 5 ampères, alors que la combinaison R 39 et R 40 fixe l'alarme 80 volts. La valeur de R 41 sera ajustée pour le déclenchement correct de Q 12 en cas d'alarme. Dans la pratique, on peut placer une valeur fixe de 560Ω pour R 41 et R 42, nous avons prévu la possibilité d'un potentiomètre de $1 \text{ k}\Omega$ pour le cas du 4Ω , qui est spécial, et que nous déconseillons encore une fois. Ou alors il faut alimenter l'ampli non plus en ± 40 volts, mais environ $\pm 35 \text{ V}$.

2) LE CHOIX DES COMPOSANTS

Pour R 26 qui règle le courant de repos ou prendra du CERMET, c'est un meilleur choix. Si l'on souhaite utiliser la self, on se reportera pour sa confection à l'ampli 50 W. On devra prévoir pour les drivers en boîtier TO 220 des petits radiateurs pouvant dissiper 2 à 3 W soit des 20°C/W environ. Pour l'étage final, encore une fois, nous conseillons de prévoir une excellente dissipation. Ce sera l'affaire d'un profilé d'environ 1 ou 1,2°C/W, ce qui est assez encombrant. Le coffret et le radiateur seront donc choisis en fonction l'un de l'autre, si possible un coffret par canal, c'est moins compliqué.

Concernant les semi-conducteurs, nous vous proposons un tableau de substitution, mais nous avons obtenu les meilleurs résultats avec les transistors que nous citons dans la nomenclature. Inutile de signaler l'importance de la tenue en tension, c'est le critère principal, vous l'avez deviné.

	FAIRCHILD	SGS ATES	SESCOSEM	MOTOROLA	TEXAS INSTRUMENTS	RCA
Q1, Q2, Q15 NPN - 45 V Minimum - Faible bruit	2 N 5961 (60 V)	BC 107	BC 414	BC 239	BC 182 (60 V)	
Q3, Q4, Q14 PNP - 45 V minimum Faible bruit	PN 4250 A (60 V)	BC 177	BC 416	BC 309	BC 212 (50 V)	
Q6 - NPN TO 220 plastic BAS DE GAMME		BD 433	BD 241	TIP 29	TIP 29	BD 241
Q5 PNP 60 V minimum	2N 5400 (Plastic) 120 V	BC 441	BC 211 A	2N 1893 2N 3053	2N 2102 2N 3053	2N 2102 2N 3053
Q7 NPN 60 V minimum	2N 5830 (plastic) 100 V	BC 461	BC 313 A		2N 4036 2N 4037	2N 4036 2N 4037
Q8 NPN - TO220 (80) ou 100 V		(BD 709) BD 711	(BD 241 B) BD 241 C	(TIP 41 B) TIP 41 C	(TIP 41B) TIP 41 C	(TIP 41 B) TIP 41 C
Q9 PNP - TO 220 (80) ou 100 V		(BD 710) BD 712	(BD 242B) BD 242 C	(TIP 42 B) TIP 42 C	(TIP 42 B) TIP 42 C	(TIP 42 B) TIP 42 C
Q 10 - NPN TO 3 METAL 100 V		BDW 51 C	2N 3055	2N 5629		2N 3055
QM - PNP TO3 METAL 100 V		BDW 52 C	BDX 18	2N 6029		BDX 18
Q 12 NPN plastic ou métal 100 V (140 V)	2N 5831 (plastic) T40 V					
Q13 - PNP Plastic ou métal 100 V	2N 5401 (plastic) 150 V					

3) LA CARTE IMPRIMEE

Il vous faudra la réaliser en double exemplaire, façon traditionnelle, cuivre dessous, selon le tracé de la **figure 3**, composants dessus. L'implantation sera effectuée selon la **figure 4**. Les potentiomètres R41 et R42 pourront être montés sur des fils de prolongation comme sur nos photos. Si vous ne voulez pas faire d'essais, montez deux résistances fixes de 560 Ω . Le couple R32 avec C11 pourra être monté sous la carte, ou près des transistors finaux. R33 et R34 sont extérieures à la carte et pourront être montées également près du radiateur. On veillera attentivement au câblage des liaisons des transistors externes et leurs alimentations.

4) LA REALISATION FINALE

Elle est très comparable à celle de l'amplificateur 50 W, et nous vous prions de vous y reporter. Tout ce qui était important pour le 50 W l'est encore plus pour le 75 W. Mettez plus de graisse sur vos micas.

Les fusibles ou disjoncteurs seront portés à 2,5 ou 3 A, et seront suivis de chimiques genre 100 μF / 63 V avant d'alimenter l'ampli.

La self éventuelle sera la même qu'en 50 W, mais les résistances qui la shuntent sont des 1 Ω / 3 W (R 48 et 49).

Lorsque tout semble terminé, un contrôle visuel attentif est de rigueur. Avec un ohmmètre sur la gamme $\Omega \times 1$, on vérifiera l'absence de courts-circuits sur les points du châssis parcourus par des tensions ou courants élevés.

Une bonne pratique peut consister à placer entre collecteurs et émetteurs de Q 10 et Q 11 une diode robuste montée en INVERSE. Son rôle sera, tout comme sur l'alimentation à L 146 de la page 128, d'éviter une polarisation inverse accidentelle de chaque transistor.

Avant de mettre sous tension, on réglera R 26 à fond à GAUCHE, c'est-à-dire en sens inverse d'horloge. Cette position correspond au courant de repos nul, et est repérée (—). Si R 41 et R 42 sont des potentiomètres, on les positionnera à mi-course.

5) LA MISE AU POINT

On réglera l'alimentation à ± 40 V. On fera le raccord de + V, 0 V, - V après décharge de cette alimentation.

La procédure de mise au point du courant de repos est identique au modèle 50

W, ou s'arrête de monter au potentiomètre juste au point de disposition des défauts de raccordement. Ici nous déconseillons de passer au-dessus (classe AB) car la dissipation thermique est importante. La position du curseur de R 26 sera également comprise entre le premier tiers et la moitié de la course possible.

Après un moment, si le radiateur est tiède et non brûlant, vous pouvez poursuivre. Dans le cas contraire, diminuez un peu le courant de repos et patientez à nouveau. Parvenu au bon réglage, le niveau du générateur B.F. étant à 0, placez vous sur une gamme donnant un peu plus d'un volt efficace. Fréquence 1 000 Hz. Si votre charge résiste de 8 Ω peut encaisser la puissance, montez lentement le niveau du générateur B.F. jusqu'à l'apparition de l'écrêtage. Si vous constatez de petits défauts sur les montées et descentes du signal sinus, variez la position des curseurs de R 41 et R 42 autour d'un milieu. Les défauts doivent disparaître. Revenez à 0 au générateur B.F. Passez à 15 kHz environ (20 kHz maximum). Refaites le test de puissance, retouchez finement R 41 et R 42 le cas échéant, et c'est fini.

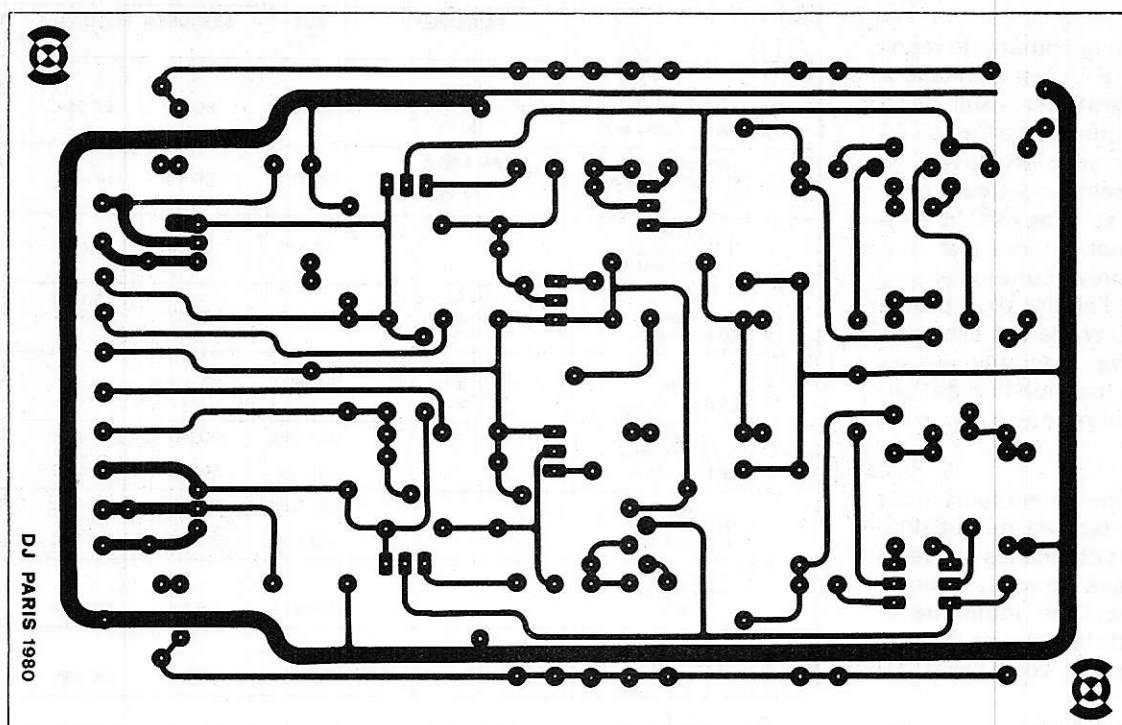


Figure 3

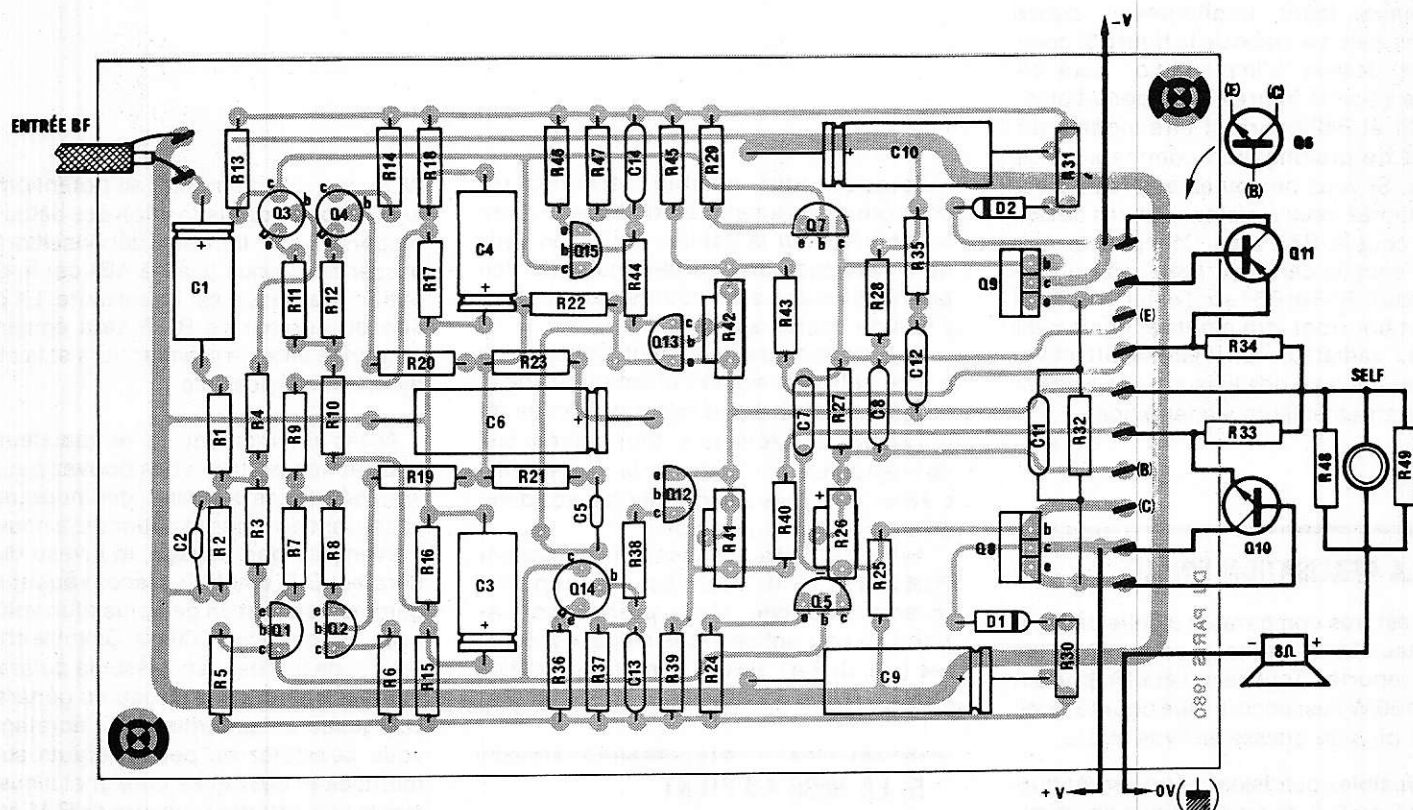
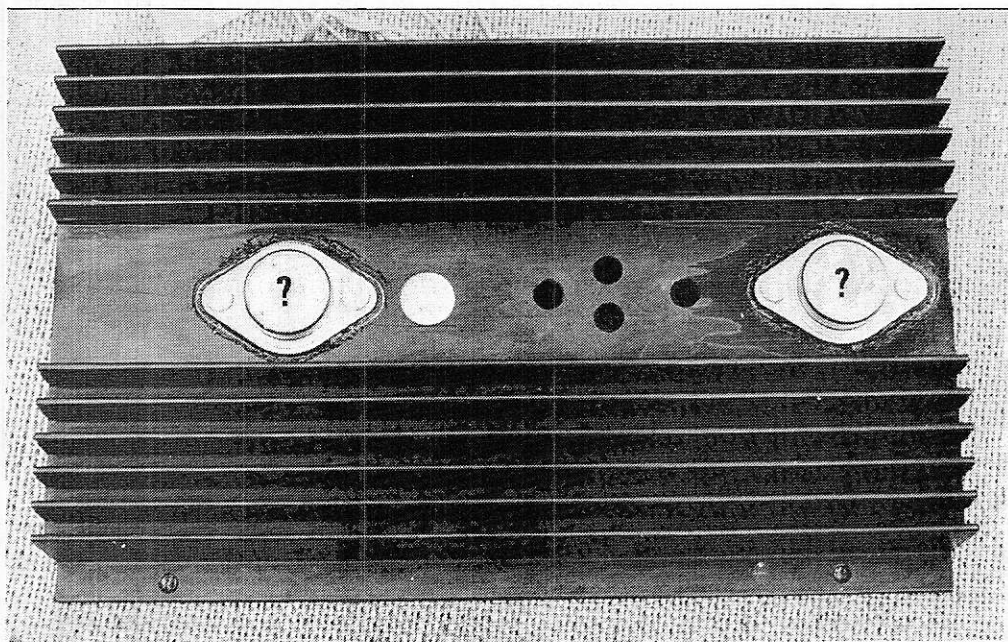
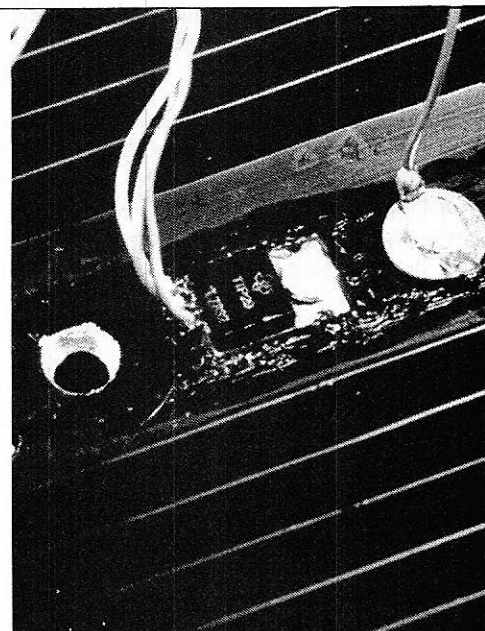


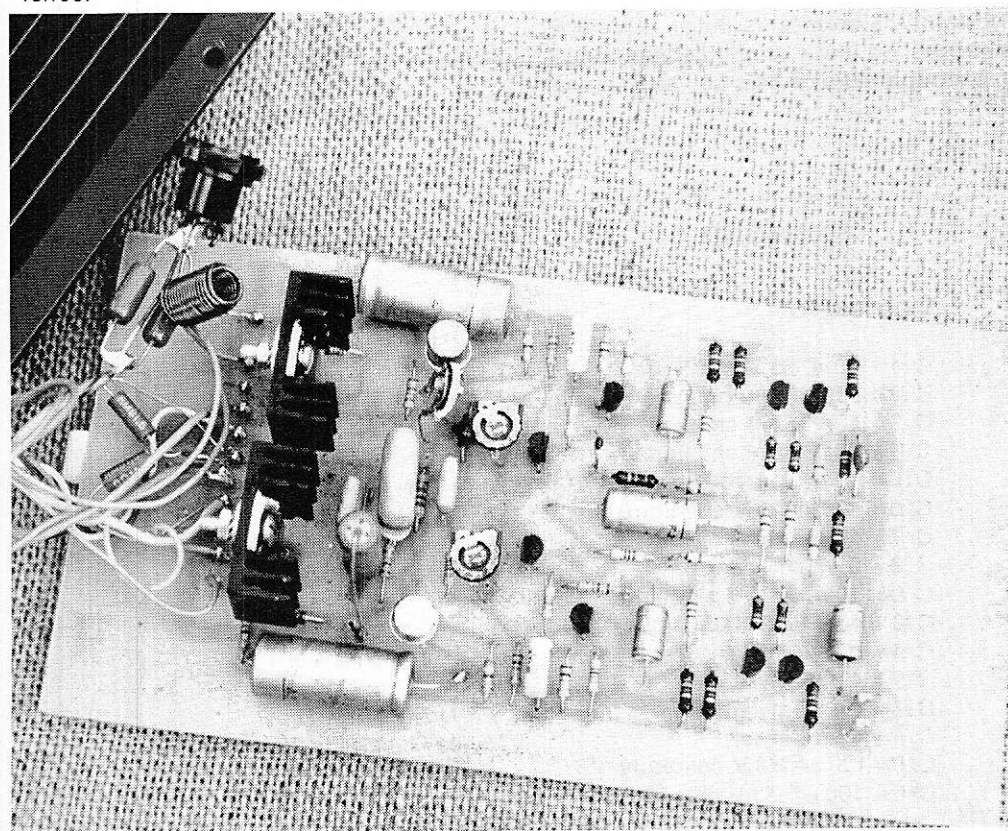
Figure 4



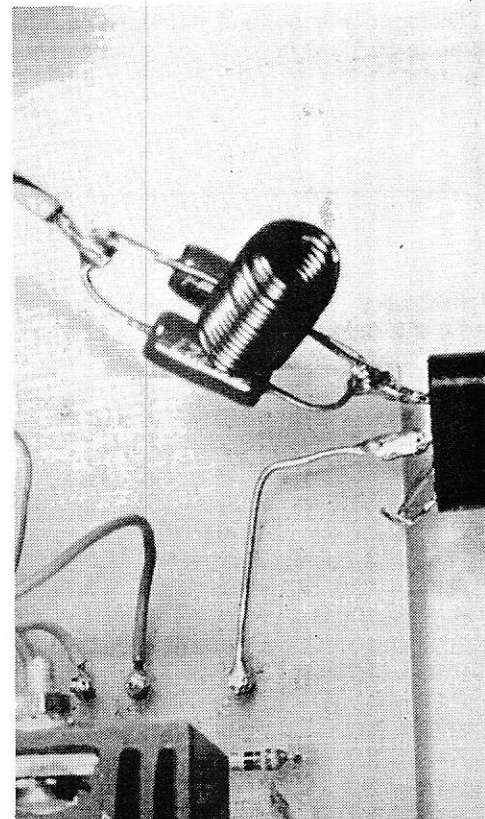
Le radiateur de l'étage final : nous avons volontairement mis un point d'interrogation sur les boîtiers, afin de vous laisser le choix des transistors donnés dans le tableau d'équivalence.



Le transistor permettant de rattraper la dérive thermique est lui aussi fixé sur le radiateur.



Vue de la carte imprimée, les drivers sont munis de radiateurs.



Vue de la self : on distingue nettement les deux couches des spires.

Du point de vue du connaisseur, tout comme pour le 50 W, la limitation de l'aigu obtenue par C2 ne peut se faire qu'avec le préamplificateur que vous souhaitez utiliser, entrée B.F. auxiliaire ou haut niveau linéaire. Si vous disposez d'un voltmètre alternatif, aucun souci, choisissez la valeur de C2 qui donne 20 kHz à dB (ou même légèrement affaibli). Cette mise au point

s'effectuera à puissance réduite, de préférence celle que vous utilisez normalement (20 W par exemple).

A titre purement indicatif, nous donnons quelques renseignements sur la maquette de l'auteur :

— Il faut environ 1,1 volt pour une sortie de 24,5 volts (efficaces).

— Concernant C2, mais votre cas sera probablement différent, on passe à 0 dB 27 kHz avec 270 pF et 25 avec 330 pF.

— Le temps de montée avec 40 volts crête à crête est à 10 kHz de 1,8 μ s avec BDW 51 et 52 c, 2,4 μ s avec 2 N 3055 et BDX 18 triés. En l'absence de self (présente dans toutes nos mesures), on peut retrancher environ 0,5 μ s de ces chiffres.

— Le slew-rate de l'ampli est donc de l'ordre de 20 à 25 V/ μ s suivant les conditions ci-dessus.

— Avec la self et 1 μ F en parallèle sur les 8 Ω , nous avons observé une stabilité en signaux carrés exceptionnelle, et l'overshoot léger aperçu à plus de 10 kHz disparaît à fréquence plus basse, c'est bien de haut de gamme qu'il s'agit.

A des fins de contrôle et dépannage nous vous offrons un relevé complet des tensions significatives. Au repos, les protections sont inactives, ce qui explique certaines valeurs.

TALBEAU 2

Volts en	EMETTEUR	BASE	COLLECTEUR
Q1	— 0,6	0	37,3
Q2	— 0,6	0	37
Q3	0,6	0	— 37,3
Q4	0,6	0	— 37
Q5	38	37,3	1,2
Q6	— 1,2	— 0,6	1,2
Q7	— 38	— 37,3	— 1,2
Q8	0,6	1,2	40
Q9	— 0,6	— 1,2	— 40
Q10	0,015	0,6	40
Q11	— 0,015	— 0,6	— 40
Q12	0	0,3	39,1
Q13	0	— 0,3	— 39,1
Q14	39,1	39,1	37,3
Q15	— 39,1	— 39,1	— 37,3

Tensions relevées au repos avec un voltmètre numérique - ALIMENTATION $\pm$ 40 v

6) POUR CONCLURE

Si vous êtes en 8 Ω , vous allez aimer ces deux amplis. En 4 Ω aussi, mais il faut ajuster les protections et ne pas trop tirer sur le volume. Si vous êtes passionné par la puissance, orientez vous vers les remarquables réalisations de F. de Dieuleveult. Dans ce cas vos voisins seront de la fête.

De façon anecdotique, l'auteur a écouté avec la 50 W et la 75 W les disques suivants :

— Carmina Burana (ORFF - DGG), Zarathoustra (DGG), Toccata (Guillou).

— Tchaïkowski (n° 6 - DGG), Satie (Ciccolini), Mahler (n° 2), Beethoven (n° 9).

— Yes (Tous), Grany Numan (n° 3), UFO (live), Vangelis, Supertramp, Schulze.

— Diverses variétés y compris le Splendid (Démon).

Devant diverses personnes, il semble bien que les deux amplificateurs soient sortis vainqueurs de tous ces tests, créant

parfois la surprise chez des auditeurs peu entraînés au haut de gamme. Tout y contribuait, dans la chaîne constituée, et les alimentations stabilisées comme les autres maillons. Tout ceci n'étant que subjectif, nous vous souhaitons le même plaisir...

D. JACOVOPoulos

Nomenclature

Résistance

1/4 w à couche de carbone 5 %
sauf mention contraire

R 1 = 2,7 k Ω	R27 = 1,5 k Ω
R 2 = 27 k Ω	R28 = 22 k Ω
R 3 = 680 Ω	R29 = 390 Ω
R 4 = 680 Ω	R30 = 15 Ω
R 5 = 2,7 k Ω	R 31 = 15 Ω
R 6 = 2,7 k Ω	R 32 = 100 Ω
R 7 = 100 Ω	R 33 = 0,16 $\Omega/3$ W
R 8 = 100 Ω	R 34 = 0,16 $\Omega/3$ W
R 9 = 10 k Ω	R 35 = 20 $\Omega/5$ W
R10 = 10 k Ω	R 36 = 200 Ω
R11 = 100 Ω	R 37 = 10 k Ω
R12 = 100 Ω	R 38 = 6,8 k Ω
R13 = 2,7 k Ω	R 39 = 15 k Ω
R14 = 2,7 k Ω	R 40 = 150 Ω
R15 = 2,7 k Ω	R 41 = 560 Ω ou ajustable 1 k Ω
R16 = 2,2 k Ω	R 42 = 560 Ω ou ajustable 1 k Ω
R17 = 2,2 k Ω	R 43 = 150 Ω
R18 = 2,7 k Ω	R 44 = 6,8 k Ω
R19 = 680 Ω	R 45 = 15 k Ω
R20 = 680 Ω	R 46 = 200 Ω
R21 = 100 Ω	R 47 = 10 k Ω
R22 = 22 k Ω	R 48 (facultative) = 1 $\Omega/3$ W
R23 = 1 k Ω	R 49 (facultative) = 1 $\Omega/3$ W
R24 = 390 Ω	R 26 = Potentiomètre 10 k Ω
R25 = 22 k Ω	genre VA 05V (OHMIC)

Condensateurs

C 1 = 10 μ F /63 V chimique
C 2 = 330 pF (ou plus) céramique
C 3 = 10 μ F /63 V chimique
C 4 = 10 μ F /63 V chimique
C 5 = 15 pF céramique
C 6 = 100 μ F /25 V chimique
C 7 = 47 nF mylar
C 8 = 0,47 μ F mylar
C 9 = 100 μ F /63 V chimique
C10 = 100 μ F /63 V chimique
C11 = 0,1 μ F mylar
C12 = 47 nF mylar
C13 = 47 nF mylar
C14 = 47 nF mylar
C15 = 100 μ F /63 V chimique
C16 = 100 μ F /63 V chimique

Transistors

(Voir tableau 1)

Q 1 = 2N 5961
Q 2 = 2N5961
Q 3 = PN 4250A
Q 4 = PN 4250A
Q 5 = 2N5400
Q 6 = TIP 29
Q 7 = 2N5830

Q 8 = TIP 41 C (ou B)
Q 9 = TIP 42 C (ou B)
Q 10 = BDW 51 C
Q 11 = BDW52 C
Q 12 = 2N5831
Q 13 = 2N5401
Q 14 = PN 4250 A
Q 15 = 2N 5961

Autres semi-conducteurs

D1 = 1N 4 001 à 4 004
D2 = 1N 4 001 à 4 004
En option sur Q10 et Q11
2 x 1 N 5402 à 5408
(Toutes General Instrument).

Divers

- Coffret et radiateur 1 à 1,2°C/W
- Graisse silicone, micas, canons
- 2 disjoncteurs ou fusibles 2,5 A
- 2 Bananes châssis isolées
- 1 Banane châssis NON ISOLEE (0 V)
- 1 Embase DIN ou RCA (CINCH) pour châssis avec MASSE ISOLEE.
- Fils de qualité
- 1 Bornier de sortie H.P.
- 1 mètre de fil émaillé 85/100°.

Etude théorique

Les lecteurs de Radio Plans semblent très intéressés par la Basse Fréquence si nous en jugeons par l'abondant courrier concernant l'amplificateur de 2 x 150 W décrit dans les n° 376 et 378.

De trop nombreux lecteurs ont eu des déboires voire même quelques dégâts au moment de la mise en route. Evidemment les composants touchés sont les plus chers et ceux dont l'approvisionnement est le plus difficile, surtout pour nos lecteurs de province ; les transistors de puissance.

Nous nous efforcerons dans ces lignes de donner un maximum de conseils et une méthode sûre de mise au point et de mise en route.

Certains lecteurs nous ayant fait part de leur succès et ayant par ailleurs posé de fort pertinentes questions trouveront dans ces lignes quelques modifications qui amélioreront le fonctionnement et la qualité de la restitution sonore.

AMPLIFICATEUR 2x150 W.

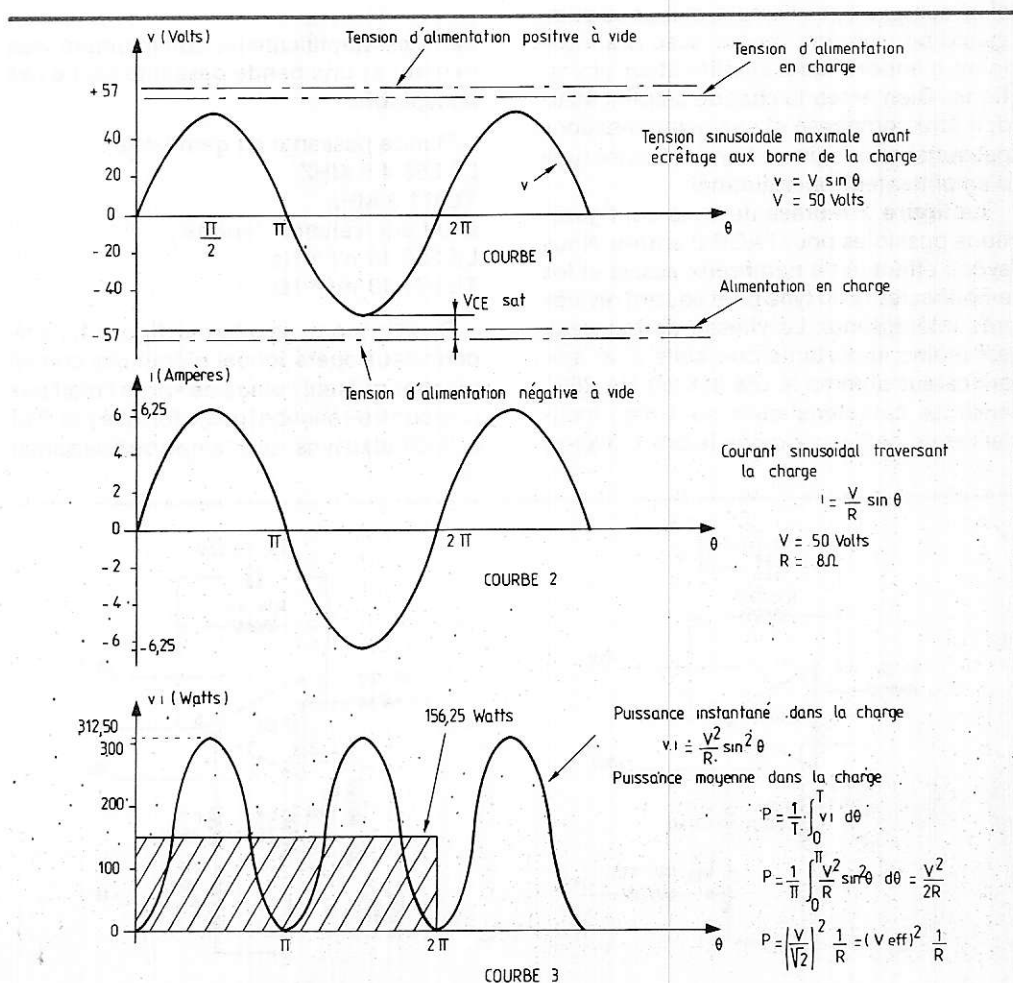
(complément d'informations et mise au point)

Une mise au point s'impose en ce qui concerne la puissance, bien qu'elle ne soit en aucun cas « efficace », le terme a été adopté à tort et nous ne l'avons employé que dans un but de comparaison. A une certaine époque les constructeurs gonflaient la puissance de leurs appareils en introduisant des puissances crête ou des puissances crête à crête. Même si l'on considère que la puissance crête à une signification mathématique la puissance crête à crête n'en a aucune, il ne s'agit que d'un subterfuge en calculant la puissance soit grâce à la tension crête soit grâce à la tension crête à crête. En calculant la puissance grâce à la valeur efficace de la tension de sortie on obtient la puissance moyenne absorbée par la charge.

Les courbes 1, 2 et 3 représentent respectivement la tension de sortie maximale avant écrêtage, le courant maximal circulant dans la charge et la puissance instantanée absorbée par la charge.

L'intégrale classique permet de calculer la **puissance moyenne**. Le résultat confirme ce que nous avons dit maintes et maintes fois.

Mathématiquement, la puissance moyenne est calculée grâce à la valeur efficace et en aucun cas grâce à la valeur moyenne quoiqu'en pensent certains. Et s'il reste encore quelques doutes nous renvoyons ceux-ci à de forts bons ouvrages traitant de calcul intégral.



Les lecteurs ayant réalisé avec succès l'amplificateur trouveront réponse à leurs questions, fonctionnement sous 4 Ω , en mode bridé, en classe AB. Et quelques modifications qui protègent l'amplificateur réseau RC en entrée et en sortie. En outre la marge de gain est diminuée dans une assez large proportion et il est certain que le résultat final dépend beaucoup de ce paramètre.

Bien que notre but ne soit pas de participer à la polémique sur les paramètres importants, il nous semble qu'un compromis doit être trouvé entre bande passante, diverses distorsions et taux de CR.

La **figure 1** représente le schéma de l'amplificateur tel qu'il était paru dans Radio Plans. Bien que cet amplificateur fonctionne parfaitement le lecteur trouvera dans ces lignes les renseignements nécessaires à une mise en route sans problème et quelques modifications qui amélioreront le fonctionnement général.

AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL D'ENTREE

Dans la première réalisation nous avons utilisé le LM 318 dont la vitesse de balayage est importante et nous avons insisté sur le fait que l'amplificateur de puissance pouvait être monté avec pratiquement n'importe quel amplificateur opérationnel. Bien entendu chaque amplificateur doit être compensé et ces compensations peuvent varier suivant l'un ou l'autre type d'amplificateur opérationnel.

La **figure 2** représente trois configurations possibles pour l'AOP d'entrée. Nous avons effectué de nombreux essais et les amplificateurs du type bifet se sont révélés très intéressants. La vitesse de balayage est moins importante que celle d'un amplificateur comme le LM 318 ou HA 2607 mais les caractéristiques sont bien meilleures en ce qui concerne le bruit. D'autre

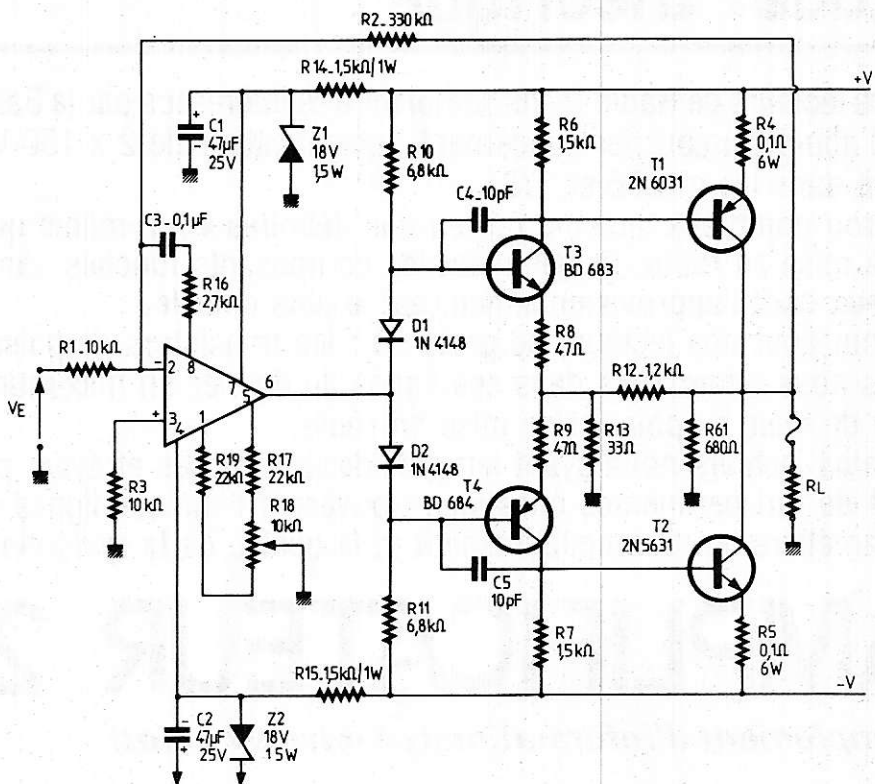


Figure 1 : Schéma général amplificateur de puissance.

part ces amplificateurs consomment très peu et ont une bande passante tout à fait acceptable.

Bande passante au gain unité :

LF 356 4,5 MHz

TL071 3 MHz

Bruit équivalent à l'entrée :

LF 356 15 nV/√Hz

TL 071 18 nV/√Hz

Dans le montage original, **figure 1**, l'amplificateur opérationnel n'était pas contre réactionné, seul l'étage de sortie l'était par une contre-réaction locale formée par R12 et R13 l'était ainsi que l'ampli de puissance

global contre réactionné par R2, le gain de l'ensemble étant assuré par le rapport R2/R1. Certains lecteurs, ayant eu quelques déboires, se sont intéressés au signal de sortie de l'amplificateur opérationnel et pour ce faire ont déconnecté la sortie 6 de l'AOP. Certains constatent un blocage de la sortie soit au + V, soit au - V, soit une oscillation parasite, tout cela n'est que tout à fait normal car, d'une part, l'AOP est alors en broche ouverte et, d'autre part, la résistance de contre-réaction R2 est toujours présente et la réinjection sur l'entrée inverseuse peut entraîner tous ces défauts.

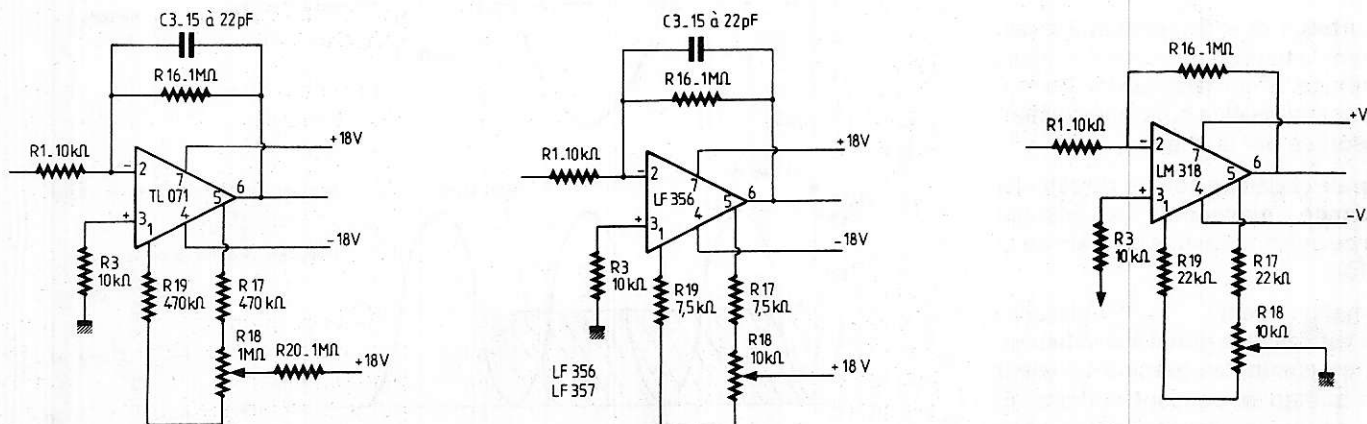


Figure 2 : Différentes configurations pour l'amplificateur opérationnel d'entrée.

Il est tout à fait possible de contrôler le fonctionnement de l'AOP. Il suffit pour cela de placer une résistance de contre réaction entre la broche 2 et la broche 6. La résistance R2 sera alors déconnectée, et pour un maximum de sécurité les transistors T1 à T4 peuvent être dessoudés.

La figure 2 donne trois exemples avec différents AOP, la résistance de contre réaction vaut 1 MΩ ce qui confère au montage un gain en tension de 100.

Cette résistance devra être laissée dans le montage final et nous verrons son intérêt dans les lignes suivantes. Dans le cas de l'utilisation du TL071 ou du LF356 la résistance de 1 MΩ est shuntée par un condensateur de 15 à 22 pF, ce condensateur modifie la loi d'atténuation vers les hautes fréquences et la valeur optimale sera obtenue en appliquant à l'entrée un signal carré, le signal de sortie est exempt de dépassement lorsque le condensateur a la valeur adéquate. A ce stade, l'amplificateur n'a pas encore de contre-réaction globale et il est souhaitable d'avoir un coefficient de surtension très faible, la réponse aux signaux carrés sera donc très amortie, mais nous verrons que lorsque l'amplificateur est totalement monté, la contre-réaction globale agissant, le coefficient de surtension sera augmenté et que l'on ne doit pas avoir de dépassement.

Les signaux représentés à la figure 3 rendent compte des tensions présentes aux entrées et sorties. Le gain du montage est important : 100, on appliquera donc un signal de faible amplitude 30 mV crête dans le cas du signal représenté à la figure 3 et l'on vérifiera qu'un condensateur de 15 ou 22 pF modifie la réponse et que lorsque celui-ci est en place on a une courbe voisine de celle représentée sur le graphe C, figure 3.

FILTRE D'ENTREE

L'entrée de l'amplificateur peut être protégée par un filtre dont la fréquence de coupure est très haute : entre 300 et 400 kHz. Cette précaution évitera de graves dommages lorsque l'entrée est en l'air ou à fortiori lorsqu'un câble est relié à l'entrée et l'autre extrémité de ce câble en l'air.

La plus simple et la plus efficace des solutions consiste à placer en parallèle sur l'entrée un réseau Rc composé de $R_E = 100 \text{ k}\Omega$ et $C_E > 15 \text{ nF}$. Ce réseau et l'impédance de sortie du préamplificateur constitue le filtre dont la fonction de transfert vaut, en se rapportant aux figures 4 et 5.

$$\frac{V_s}{V_E} = \frac{R_E}{R_E + Z_s} \cdot \frac{1}{\frac{R_E Z_s}{R_E + Z_s} C_E p + 1}$$

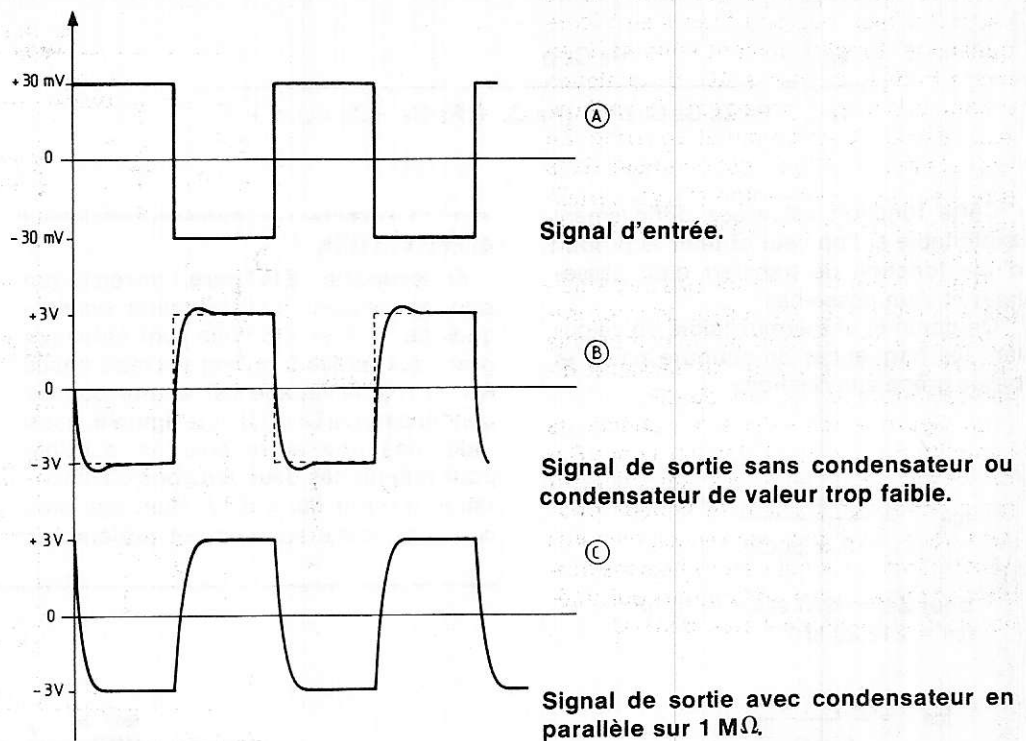


Figure 3 : Tensions d'entrée et de sortie. Amplificateur opérationnel d'entrée. Gain : - 100. On remarquera l'opposition de phase entre les tensions d'entrée et de sortie.

Il est important de remarquer que l'impédance de sortie du préamplificateur doit être faible pour que le préamplificateur et l'amplificateur soient adaptés **en tension**. Le terme

$$\frac{R_E}{R_E + Z_s}$$

est alors très voisin de 1.

La fréquence de coupure haute est alors définie par

$$f_{CH} = \frac{1}{2 \pi \frac{R_E Z_s}{R_E + Z_s} C_E}$$

Cette fréquence de coupure dépend de Z_s , plus Z_s est élevée, et plus la fréquence de coupure est basse. C'est encore une raison supplémentaire pour que Z_s soit faible. A titre d'exemple nous avons calculé f_{CH} pour $Z_s = 10 \text{ k}\Omega$, $R_E = 9 \text{ k}\Omega$ obtenue par la mise en parallèle de $A1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_E = 100 \text{ k}\Omega$ et $C_E = 15 \text{ nF}$, le calcul donne $f_{CH} = 2,24 \text{ kHz}$.

Ce calcul simple montre l'importance de l'adaptation des étages entre eux. Si les éléments ont les valeurs indiquées à la figure 5 la fréquence de coupure f_{CH} vaut environ 210 kHz ce qui est tout à fait raisonnable.

Ce filtre, en limitant l'amplitude des signaux en haute fréquence limite aussi le

temps de montée et pour connaître le temps de montée en sortie d'un signal carré parfait appliqué à l'entrée, on peut appliquer la formule traditionnelle

$$t_m = \frac{0,35}{f_{CH}}$$

Ce qui donne pour 210 kHz. $t_m = 1,7 \mu\text{s}$.

A la figure 5 le filtre d'entrée est suivi d'un amplificateur idéal de bande passante infinie et dont le temps de montée est nul. Ce n'est qu'une hypothèse mathématique bien sûr car l'amplificateur a un temps de montée propre et une bande passante correspondante.

Si t_{m1} est dû au filtre et t_{m2} à l'amplificateur le temps de montée global t_m vaut

$$t_m = \sqrt{t_{m1}^2 + t_{m2}^2}$$

Certains préamplificateurs ne comportent pas de condensateurs en sortie et on peut s'intéresser aux modifications apportées par la présence d'un condensateur de liaison. Le schéma complet est représenté à la figure 5 bis, on en déduit facilement la fonction de transfert

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_E C_L p}{R_E Z_s C_E C_L p^2 + (R_E C_L + R_E C_E + Z_s C_L) p + 1}$$

Cette fonction est assez difficilement exploitable si l'on veut obtenir le produit d'une fonction de transfert d'un passe-haut et d'un passe-bas.

On commet une erreur faible en calculant les fréquences de coupure haute et basse grâce aux relations.

$$f_{CH} = \frac{1}{2 \pi Z_s C_E}$$

pour $Z_s = 50 \Omega$ et $C_E = 15 \text{ nF}$
 $f_{CH} = 212,20 \text{ kHz}$

$$f_{CB} = \frac{1}{2 \pi R_E C_L}$$

pour $C_L = 100 \mu\text{F}$ et $R_E = 9 \text{ k}\Omega$
 $f_{CB} = 0,18 \text{ Hz}$

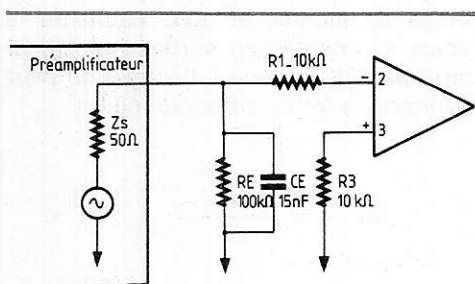


Figure 4 : Adaptation préamplificateur et amplificateur filtre d'entrée.

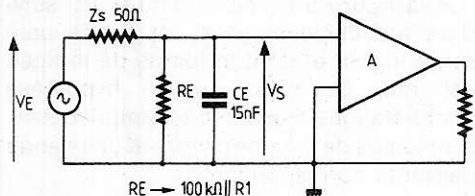


Figure 5 : Schéma équivalent de la figure 4.

A : amplificateur de puissance idéal BP infinie ; ZE infinie.

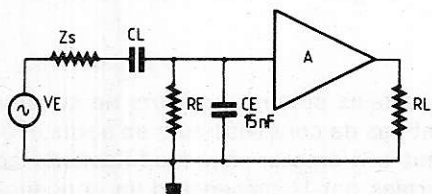


Figure 5 bis

ALIMENTATION

En se reportant à la **figure 1** on remarque que les tensions d'alimentation symétriques de ± 18 et ± 18 volts sont obtenues grâce aux zeners Z_1 et Z_2 et aux résistances R_{14} et R_{15} , le filtrage est assuré par les condensateurs C_1 et C_2 . A la **figure 6**, nous indiquons une autre solution possible pour obtenir ces deux tensions d'alimentation à partir du $\pm 57 \text{ V}$. Bien que plus coûteuse, cette solution est préférable :

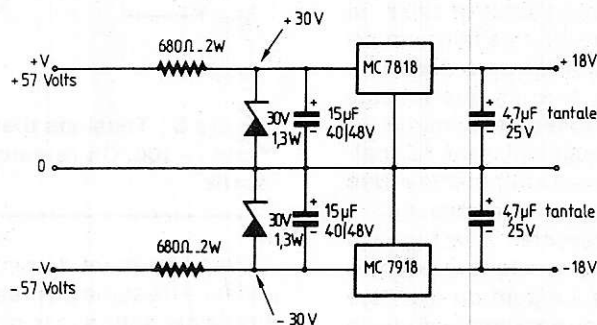


Figure 6 : Alimentation $\pm 18 \text{ V}$ - AOP d'entrée.

meilleure stabilité de la tension de sortie, ondulation résiduelle beaucoup plus faible, le bruit global de l'amplificateur est alors considérablement réduit. Toutefois, il est nécessaire de prendre quelques précautions lors de l'emploi des régulateurs intégrés MC 7918 et MC 7818. Très fréquemment ils oscillent pendant quelques instants dès la disparition de la tension d'alimentation $\pm 57 \text{ V}$, les régulateurs $\pm 18 \text{ V}$ semblent d'ailleurs beaucoup moins stables que les régulateurs négatifs. La composante alternative présente sur l'alimentation est alors transmise à la sortie de l'AOP — broche 6 — et donc sur la sortie de l'ampli. collecteurs de T_1 et T_2 . Finalement, il est possible que l'ampli oscille et qu'une tension parasite de quelques volts d'amplitude soit appliquée à la charge, le phénomène est très désagréable surtout si la fréquence du signal parasite se situe à l'extrémité de la bande audio : environ 20 kHz .

Le défaut constaté est facilement supprimé en plaçant entre entrée et masse,

puis entre sortie et masse, un condensateur tantale de quelques microfarads.

Une première régulation est obtenue par les zeners 30 V et les résistances de 680Ω 2 W , la tension d'entrée est alors inférieure à la tension maximale d'entrée pour ce type de régulateur : 35 V .

Il n'y a aucun problème en ce qui concerne la mise en route des diverses alimentations. Si, comme certains lecteurs nous l'ont signalé, une tension disparaît il faut trouver soit le défaut de câble qui provoque un court-circuit, soit le composant défectueux : en général l'amplificateur opérationnel si une des tensions 18 V disparaît ou est modifiée dans une large proportion.

Dès la fin de la réalisation de la plaquette imprimée on câblera les alimentations

± 18 et ± 18 en omettant TOUS les autres composants, que cette alimentation soit réalisée de la manière la plus simple : schéma de la **figure 1** ou en utilisant la structure de la **figure 6**. Ayant vérifié le bon fonctionnement de ces alimentations, on câblera ensuite l'amplificateur opérationnel en utilisant un des schémas proposés à la **figure 2**, ce montage simple ne doit poser aucun problème puisque, jusqu'à présent, nous n'avons qu'un amplificateur opérationnel monté en amplificateur inverseur de gain 100. Le réglage d'offset peut bien sûr être fait mais d'une manière grossière car il sera nécessaire de le retoucher, une dérive de $\pm 50 \text{ mV}$ n'a aucune importance. Puis en se reportant à la **figure 4** ou à la **figure 5**, on câblera le filtre d'entrée et à l'aide d'un générateur basse fréquence on pourra vérifier les indications données à la **figure 3**. Rappelons une fois de plus que le gain de l'étage est grand et que la tension d'entrée ne doit pas dépasser environ 150 mV crête pour que le signal d'entrée conserve sa forme originale en sortie.

ETAGE D'ATTAQUE DES TRANSISTORS DE SORTIE

L'étage d'attaque des transistors de sortie est représenté à la **figure 7**. Les transistors T3 et T4 constituent un étage amplificateur aussi simple que classique bien que T3 et T4 soient des transistors darlington. La polarisation est assurée par le réseau R10, D1, D2, R11, un assez fort courant circule dans cette branche : environ 8 mA.

Les tensions apparaissant aux bornes de D1 et D2 sont appliquées entre base et émetteur des darlington, la chute de tension aux bornes des résistances R8 et R9 étant très faible. Les transistors T3 et T4 sont ainsi polarisés et lorsque les transistors de puissance ne sont pas connectés — configuration du schéma de la **figure 7** — un courant d'environ 15 mA circule dans la branche R6, R8, R9, R7. Le point de polarisation ainsi défini n'est pas le point de polarisation du montage final car les darlington T3 et T4 n'ont pas encore leur charge constituée par la liaison Base Emetteur des transistors de sortie.

Quoi qu'il en soit, cette solution permet de vérifier l'amplificateur étage par étage. Lors de cette étude, nous avons été guidés par un souci de symétrie ce qui rend le contrôle très simple évidemment, le bon fonctionnement pourra être vérifié en mesurant les tensions présentes aux divers nœuds du montage. Ces tensions continues seront mesurées par rapport à la masse et entrée en court-circuit.

— Tension base de T3 identique en valeur absolue à celle présente sur la base de T4. Dans le cas de l'utilisation d'un voltmètre à affichage numérique et à polarité automatique il n'y a aucune difficulté, dans le cas d'un simple contrôleur l'inversion des

fiches devant être faite simultanément la manipulation est plus longue mais tout aussi concluante.

— Tension émetteur de T3 identique au signe près à la tension émetteur de T4.

— Tension collecteur de T3 identique au signe près à la tension collecteur de T4.

Et, on le devine facilement, la tension au point commun D1 et D2 et au point commun des résistances R8 et R9 est nulle, et, comme précédemment, on agira sur le potentiomètre d'offset de l'AOP d'entrée pour rendre ces deux tensions nulles à quelques millivolts près. Si l'annulation parfaite et simultanée des deux tensions ne peut être obtenue, on se contentera d'un compromis, tension de sortie de l'AOP légèrement positive et tension au point commun à R8 et R9 légèrement négative par exemple.

A ce stade du montage il n'y a aucun inconvénient à refaire une ultime vérification avant le montage des transistors de puissance. On injectera à l'entrée une tension alternative $-f \approx 1 \text{ kHz}$ de quelques dizaines de volts d'amplitude, en visualisant le signal présent aux bornes de R13 on constatera le bon fonctionnement de l'amplificateur. Ce signal est identique au signal d'entrée mais amplifié par 100.

L'excursion est limitée par R6, R8, R9 et R7, et l'amplitude crête à crête juste avant écrêtage ne vaut que quelques dizaines de volts. En déconnectant R13, l'amplificateur n'est plus chargé et cette amplitude maximale est considérablement augmentée.

Pour répondre à certains lecteurs précisons qu'il est tout à fait possible de remplacer les diodes D1 et D2 par des jonctions de transistors au silicium, collecteur et base sont reliés et constituent l'anode et l'émetteur la cathode.

Dans les deux cas, diodes ou transistors, ces éléments devront être le plus près possible du refroidisseur des transistors de puissance, sans contact électrique mais avec le meilleur contact thermique possible. Cette liaison thermique interdit un emballage thermique et assure une bonne stabilité en température. En effet si la température du refroidisseur augmente, les températures des jonctions D1 et D2 augmentent, la tension aux bornes des diodes diminue, le courant dans la branche R6, R8, R9 et R7 diminue et les tensions VBE des transistors de puissance diminuent, le courant circulant entre émetteur et collecteur est diminué, la contre-réaction thermique est donc réalisée.

ETAGE FINAL

Il n'y a désormais plus aucun risque de destruction des transistors de puissance, ils seront montés conformément au schéma de la **figure 8**. On assurera préalablement que l'alimentation soit parfaitement déchargée et que les transistors de puissance 2N 5631 et 2N 6031 soient bons.

La vérification des transistors ne pose aucun problème et nous ne doutons pas un instant que tous les lecteurs connaissent la manipulation la plus simple et la plus rapide à l'ohmmètre. Deux précautions valant mieux qu'une, on commencera par relier émetteur et collecteur des transistors mais en laissant la base en l'air puis on alimentera l'amplificateur, il ne doit alors circuler dans la branche de sortie : $0,1 \Omega$ émetteur collecteur du PNP, collecteur émetteur du NPN et résistance de $0,1 \Omega$ qu'un courant très faible, cette ultime précaution doit assurer une réus-

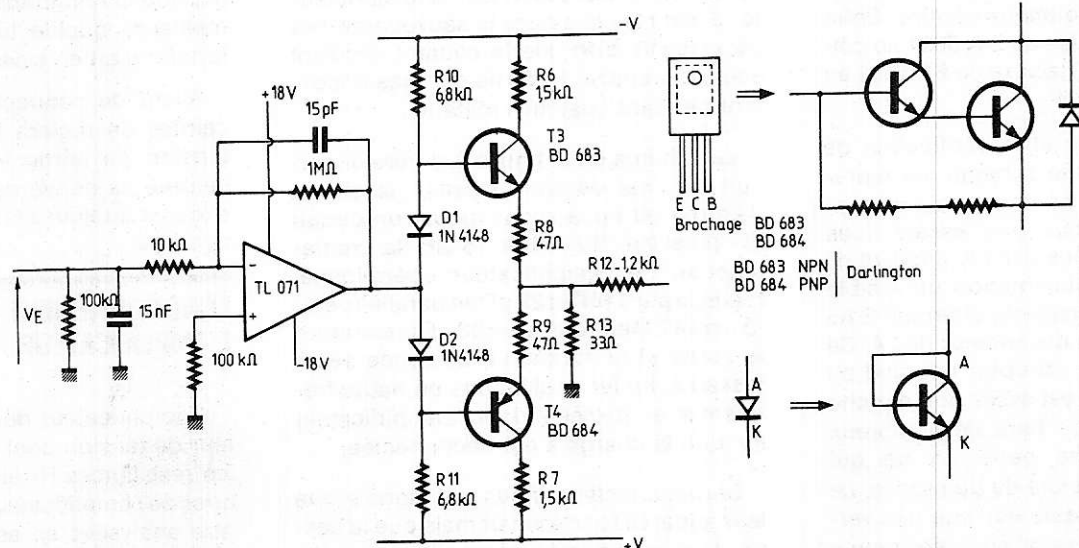


Figure 7 : Etage driver. Attaque des transistors de sortie.

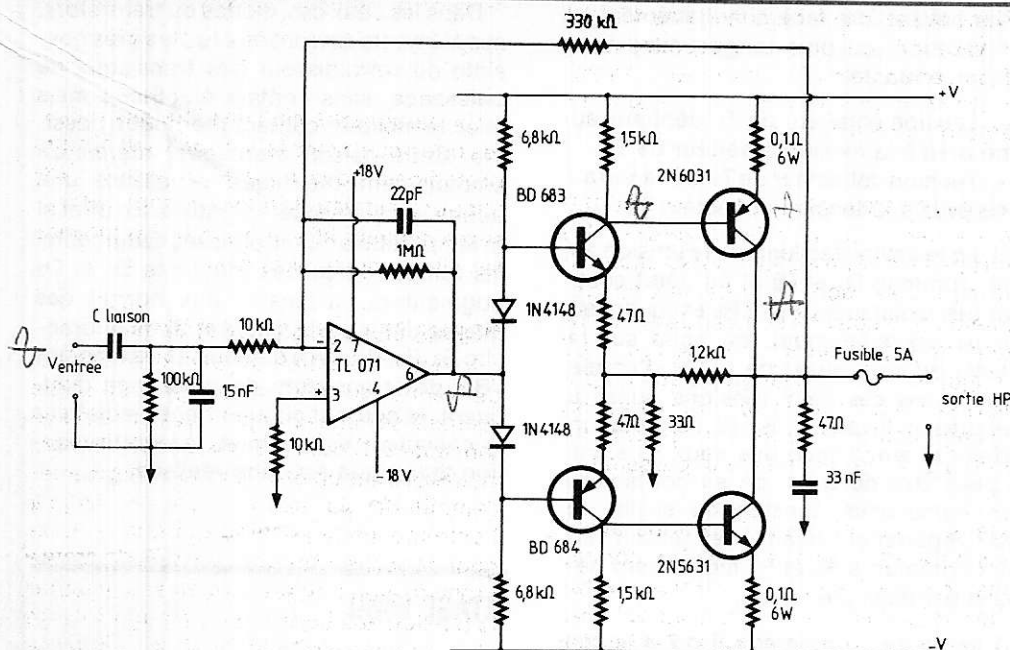


Figure 8 : Montage final des transistors de puissance.
Pour une clarté maximale les alimentations + 18 et - 18 volts ainsi que le réglage d'offset ont été omis.

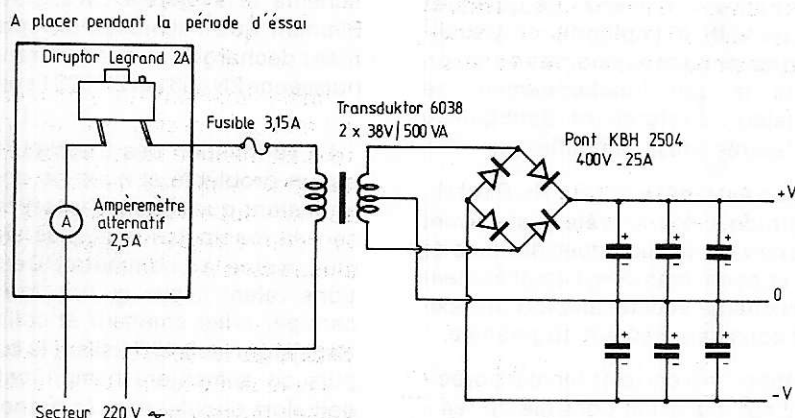


Figure 9 : Alimentation et montage d'essai. Ampèremètre et disjoncteur 2 A.

site totale. Le courant circulant dans la branche peut être mesuré simplement en connectant aux bornes d'une des résistances de 0,1 Ω un voltmètre continu. Enfin on connectera la base du 2 N 6031 au collecteur du BD 683 et la base du 2 N 5631 au collecteur du BD 684.

La mise en route et la vérification de l'alimentation dont le schéma est représenté à la **figure 9** ne posent aucun problème. Pendant tous nos essais nous avons disposé en série dans le primaire du transformateur d'alimentation un fusible de 3,15 A, un ampèremètre alternatif 2 A5 pleine échelle et un disjoncteur de 2A. Ce type de disjoncteur (disrupteur Legrand ou modèle équivalent) est assez bon marché et nous a permis de faire de nombreux essais sans aucune perte en ce qui concerne les transistors de puissance, ce qui est fort appréciable car une des versions de ce montage était équipée comme nous le verrons plus loin de 8 transistors de puissance en sortie.

En effet dès que l'ampli accroche, oscille, ou même que les transistors de puissance sont mal polarisés, le disjoncteur joue son rôle et assure la sauvegarde des composants bien que le courant circulant dans la branche de sortie soit très important pendant quelques instants.

Le schéma de la **figure 8** diffère du circuit original en trois points : le circuit d'entrée où nous avons ajouté un circuit RC parallèle 100 kΩ et 15 nF, la contre-réaction de l'amplificateur opérationnel réalisée par 1 MΩ et 22 pF en parallèle, et le réseau 47 Ω en série avec 33 nF placé entre la sortie et la masse. La présence de ce réseau évite les oscillations en haute fréquence et protège donc l'amplificateur lorsque la charge a été déconnectée.

Certains lecteurs nous ont signalé que leur appareil fonctionnait mais que la destruction était quasi instantanée lorsqu'ils débranchaient la charge appareil sous tension. Pour eux, pas de problème, ils

pourront souder ce réseau RC directement sur les fiches bananes sortie HP.

L'amplificateur est prêt à fonctionner, de la tension continue mesurée aux bornes des résistances de 0,1 Ω on peut déduire le courant de repos de l'étage de puissance. En classe B ce courant est faible quelques milliampères à quelques dizaines de milliampères. Pour 10 mA la chute de tension aux bornes de la 0,1 Ω vaut 1 mV, avec un tel courant il ne doit pas y avoir de distorsion de raccordement au repos la puissance dissipée par les transistors de puissance n'atteint pas 1 W et l'élévation de température est négligeable, cela constitue un moyen de contrôle simple mais très efficace.

Plusieurs lecteurs ont évoqué le désir de faire fonctionner l'amplificateur en classe AB, voire classe A. N'ayant fait aucun essai en classe A nous n'en parlerons pas. Quant à la classe AB il n'y a aucun problème.

Le courant de polarisation dans l'étage de sortie peut atteindre plusieurs centaines de milliampères. Le réglage est très simple, les résistances dont les valeurs sont à modifier, et certains lecteurs nous l'ont écrit, sont les résistances de 6k8 entre base des darlington et ligne d'alimentation.

En diminuant la valeur des résistances le courant de repos augmente, en augmentant la valeur le courant du repos diminue. Les modifications seront faites avec un maximum de précaution et progressivement de manière à éviter une trop forte polarisation entraînant la destruction de l'étage de sortie. Il est indispensable pour cette manipulation de disposer soit d'un ampèremètre dans le primaire, soit d'un voltmètre aux bornes de la 0,1 Ω.

Le courant de repos sera ajusté à la valeur choisie.

Lors des différents essais il nous a semblé que la restitution sonore était de bien meilleure qualité lorsque l'amplificateur fonctionnait en classe AB.

Avant de connecter l'ampli à des enceintes on réglera l'offset en prenant la tension de sortie et en court-circuitant l'entrée, la dérive de sortie ne devra pas excéder quelques millivolts, le réglage est très aisé.

FONCTIONNEMENT DE L'AMPLIFICATEUR

L'amplificateur décrit est un amplificateur de tension dont le gain est défini par les résistances R_1 et R_2 . Les caractéristiques de l'amplificateur peuvent facilement être analysées en assimilant l'ampli à la mise en série de deux amplis contre réactionnés localement et globalement conformément à la **figure 10**.

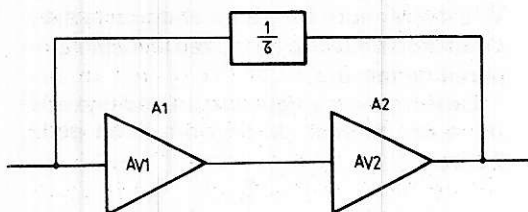


Figure 10 : Schéma équivalent de l'ampli.

Av_1 est le gain de l'ampli de tension constitué par l'amplificateur opérationnel et Av_2 est le gain de l'amplificateur de tension dû à l'association des transistors T_1 à T_4 .

$$\frac{1}{\tau}$$

est la fraction du signal de sortie réinjectée à l'entrée et est égal au rapport

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Le gain de l'amplificateur en boucle ouverte vaut : $Av_{OL} = Av_1 \cdot Av_2$ ou exprimé en dB $Av_{dB} = 20 \log Av_1 \cdot Av_2 = 20 \log Av_{OL}$ et le gain de l'amplificateur bouclé.

$$Av_{CL} = \frac{Av_{OL}}{1 + \frac{1}{\tau} \cdot Av_{OL}}$$

Dans les relations précédentes on ne tient pas compte du signe de Av_{OL} et Av_{CL} . En effet l'amplificateur est inverseur et en toute rigueur les relations exprimant Av_{OL} et Av_{CL} devraient être précédées du signe moins. Quoi qu'il en soit, ce signe n'a aucune importance dans le calcul du gain en dB de l'amplificateur.

Nous avons mesuré $Av_1 = 100$ et Av_2 variant environ 5. Ce qui donne pour $Av_{OL} = 500$ soit environ 54 dB.

Et pour

$$Av_{CL} = \frac{500}{1 + \frac{500}{34}} \approx 32$$

(soit environ 30 dB).

La marge de gain est donc de 24 dB, différence entre Av_{OL} et Av_{CL} , valeur relativement faible, il est d'ailleurs très important que cette différence soit faible pour que l'amplificateur fonctionne correctement. La différence peut être réduite en remplaçant la résistance de 1 M Ω par une résistance de 680 k Ω ou même une résistance de 470 k Ω .

Dans le cas d'une résistance de 470 k Ω Av_1 vaut 47, ce qui donne pour Av_{OL} : 235, soit environ 48 dB et pour Av_{CL} : 19,70, soit environ 29,5 dB, ce qui ramène la marge de gain à 18,5 dB.

L'amplificateur étant parfaitement stable — même en boucle ouverte — les gains peuvent être ajustés sans aucun risque mais il sera bon de vérifier le fonctionnement en injectant à l'entrée de l'amplificateur un signal carré $f = 1$ kHz $V_{CC} = 1$ V et d'ajuster le condensateur placé en parallèle sur la résistance de contre réaction de l'amplificateur opérationnel pour obtenir un signal de sortie sans dépassement.

Dans le calcul précédent nous avons considéré les gains Av_1 et Av_2 comme constants, ce n'est évidemment pas le cas et les résultats trouvés ne sont valables que dans la bande passante. En fait les amplificateurs A_1 et A_2 ont leur fonction de transfert propre. Le produit de ces deux fonctions donne la fonction de transfert de l'ampli en boucle ouverte et la fonction, lorsque la contre-réaction est branchée, peut être obtenue de la même manière.

$$Av_1 \rightarrow Av_1 \cdot F_1(p)$$

$$Av_2 \rightarrow Av_2 \cdot F_2(p)$$

$$Av_{CL} \rightarrow \frac{Av_1 \cdot Av_2 \cdot F_1(p) \cdot F_2(p)}{1 + \frac{1}{\tau} \cdot Av_1 \cdot Av_2 \cdot F_1(p) \cdot F_2(p)}$$

Si l'on assimile $F_1(p)$ et $F_2(p)$ à un filtre passe bas du premier ordre, donc la fonction la plus simple possible on voit tout de suite que le calcul de Av_{CL} est déjà relativement compliqué. Nous n'irons pas plus loin dans ces lignes et les lecteurs désirant poursuivre cette étude d'ailleurs fort passionnante en tireront de très intéressantes conclusions en ce qui concerne la loi d'atténuation vers les hautes fréquences.

Cette explication très sommaire justifie ce que nous avons dit précédemment à savoir : que lorsqu'un signal carré est injecté à l'amplificateur en boucle ouverte il est préférable que la réponse — signal de sortie — soit très fortement amortie, la correction se faisant par le réseau de contre réaction. Si la réponse n'est pas assez amortie on observe un overshoot de forte valeur en sortie quand la boucle de CR est fermée.

MESURES

Ce paragraphe est consacré aux mesures que nous avons faites sur les différents prototypes, nous nous efforcerons d'expliquer au lecteur la manière dont ces mesures peuvent être faites avec les moyens les plus simples possibles.

MESURE DE LA PUISSANCE MAXIMALE

Injecter à l'entrée un signal sinusoïdal de fréquence 1000 Hz le signal de sortie recueilli sur une charge fictive : une résistance de 8 Ω pouvant dissiper 150 W sera visualisée sur un oscilloscope. Augmenter l'amplitude du signal d'entrée jusqu'à l'extrême limite avant la saturation du signal de sortie. Mesurer l'amplitude crête à crête du signal observé ou mieux mesurer la tension aux bornes de la charge à l'aide d'un voltmètre efficace vrai et calculer la puissance grâce à l'une des deux relations :

$$P = \left(\frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R} = \frac{V_{eff}^2}{R}$$

Immédiatement après on mesurera, soit à l'aide de l'oscillo, soit au voltmètre la tension d'entrée V_e qui est la tension d'entrée pour la puissance maximale en sortie souvent appelée **sensibilité d'entrée**. On en déduira le **gain de l'amplificateur** : une simple division : $V_s \text{ eff} / V_e \text{ eff}$.

RELEVÉ DE LA COURBE DE REPONSE

Ce relevé pourra être effectué pour diverses puissances de sortie : 1 W, 10 W, 100 W et 150 W par exemple.

A ce stade il est impératif d'utiliser un ampèremètre alternatif dans le primaire du transformateur d'alimentation et de surveiller la consommation.

Pour 1 W la tension de sortie correspondante vaut environ 2,8 V et la tension d'entrée 88 mV (tensions efficaces) les mesures peuvent être faites sans danger.

Pour 10 W la tension de sortie vaut 8,9 V et celle d'entrée 0,28 V, on veillera à ce que le courant n'augmente pas exagérément lorsque l'on dépasse plusieurs dizaines de kilohertz.

Pour 100 W la tension de sortie vaut 28,28 V et la tension d'entrée 0,88 V. On cessera les mesures dès que le courant au primaire aura tendance à augmenter d'une manière trop rapide, de même pour 150 W où la tension de sortie vaut 34,64 V et la tension d'entrée 1,08 V.

Cette consommation anormale est due aux transistors de sortie, en effet dès que la fréquence devient trop élevée, les pertes de commutation augmentent et un très fort courant circule dans les transistors finaux,

provoquant un échauffement important et parfois leur destruction si la manipulation est trop longue.

Les hautes fréquences ne peuvent alors être atteintes qu'en utilisant des trains d'ondes ou bursts de rapport cyclique très faible 1/10 ou moins. Ce phénomène existe dans la plupart des amplis. Nous verrons plus loin qu'une version plus élaborée — et plus coûteuse — du principe permet de se rapprocher de ces limites.

MESURE DU TEMPS DE MONTÉE

Injecter à l'entrée un signal carré de faible amplitude environ 2 V crête à crête, soit 1 volt crête et donc 1 V_{eff} puisque le signal est carré, ce qui correspond à environ 150 W dissipés sur la charge. On commencera par une fréquence moyenne $f = 1$ kHz. Il est tout à fait possible de saturer l'amplificateur en l'excitant par un signal carré mais la puissance absorbée par la charge est légèrement supérieure à 300 W.

Le temps de montée est mesuré conformément à la courbe représentée à la figure 11, entre 10 % et 90 % de l'amplitude crête à crête. Cette mesure peut être faite avec et sans le filtre d'entrée : condensateur de 15 nF.

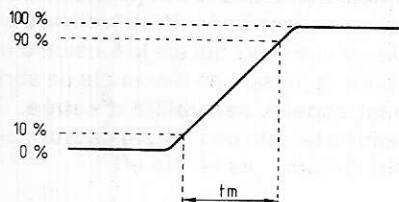


Figure 11 : Mesures du temps de montée sur charge résistive

Et comme nous l'avons signalé dans le précédent article la relation liant la bande passante est toujours vérifiée à 10 % près, et ceci quel que soit le type de système linéaire considéré.

$$B \text{ (kHz)} = \frac{350}{t_m \text{ (}\mu\text{s)}}$$

ou

$$B \text{ (Hz)} = \frac{0,35}{t_m \text{ (s)}}$$

où B est exprimé en kHz et t_m en microsecondes. On peut appliquer cette relation aux amplificateurs trouvés dans le commerce et beaucoup trop souvent on constatera des résultats tout à fait fantaisistes. Quant à la valeur du Slew rate, sachant qu'elle est liée au temps de montée, donc à la bande passante et à la tension maximale en sortie, elle peut être calculée par une des deux relations suivantes :

$$S = \frac{V_p - p}{t_m} = 2 \pi f \max V_p$$

où V_{p.p} est la tension maximale de sortie crête à crête -V_p. tension crête, f_{max} fréquence de coupure à -3 dB et t_m le temps de montée.

Lorsqu'on parle de matériel de haut de gamme les relations précédentes sont presque toujours vérifiées, hélas ce n'est pratiquement jamais le cas lorsqu'il s'agit de matériel dit grand public.

Pour la première relation on utilise le volt et la μs comme unité et le résultat est obtenu directement en V/ μs , pour la seconde relation on utilise le MHz pour f_{max} et le volt pour V_{ps} est directement exprimé en V/ μs .

MESURE DE L'IMPEDANCE D'ENTREE

On réalise le montage de la figure 12. Le générateur utilisé a une impédance de sortie très faible que l'on peut négliger devant la valeur de la résistance de 10 K Ω et la valeur de l'impédance d'entrée. On mesure successivement V₁ et V₂.

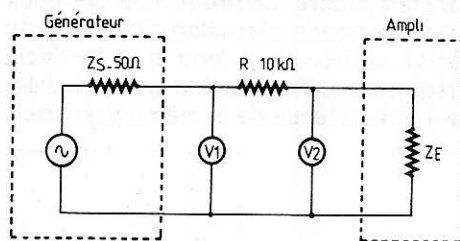


Figure 12 : Mesure de l'impédance d'entrée.

On est en présence d'un diviseur de tension classique, donc :

$$V_2 = \frac{Z_E}{Z_E + R} V_1$$

on calcule alors

$$Z_E = \frac{V_2}{V_1 - V_2} \cdot R$$

les mesures pourront être effectuées pour différentes fréquences et la courbe $Z_E = f(\omega)$ pourra être tracée.

MESURE DE L'IMPEDANCE DE SORTIE et calcul du facteur d'amortissement en réalisant le montage de la figure 13. L'interrupteur K est ouvert on mesure la tension de sortie à vide et le voltmètre ayant une résistance interne élevée, on pourra négliger la chute

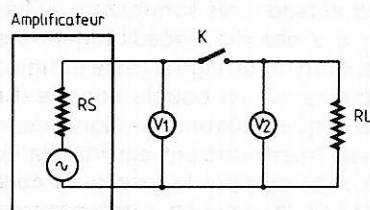


Figure 13 : Mesure de l'impédance de sortie et du facteur d'amortissement.

de tension due à la résistance de sortie RS, puis on ferme K et on mesure V₂, la tension V₂ est inférieure à V₁, bien entendu la manipulation peut être faite avec le même appareil de mesure.

De la même manière que précédemment on a un diviseur de tension et on peut écrire

$$V_2 = \frac{R_L}{R_L + R_s} V_1$$

ce qui donne pour R_s :

$$R_s = R_L \frac{V_1 - V_2}{V_2}$$

et pour le facteur d'amortissement

$$F = \frac{R_L + R_s}{R_s}$$

Comme pour l'impédance d'entrée R_s et F pourront être mesurés pour diverses valeurs de la fréquence.

MESURE DU GAIN EN BOUCLE OUVERTE

L'amplificateur étant stable en boucle ouverte, il n'y a aucune contre-indication pour faire cette mesure. L'amplificateur n'étant plus sous tension on dessoudera la résistance R₂ : 330 k Ω et on injectera une tension de quelques millivolts, on mesurera la tension à la sortie de l'AOP et à la sortie du montage -HP-.

Et les deux gains Av₁ et Av₂ seront simplement obtenus.

$$Av_1 = \frac{V_{S \text{ AOP}}}{V_E}$$

$$\text{et } Av_2 = \frac{V_S}{V_{S \text{ AOP}}}$$

Ces mesures devant être faites dans la bande de l'amplificateur en **boucle ouverte**. On choisira $f = 1$ kHz. On constatera que même sans contre-réaction, l'amplificateur ne tord quasiment pas, distorsion à peine visible à l'oscilloscope lorsque l'ampli travaille en classe AB, ce n'est hélas pas le cas de tous les amplificateurs.

Finalement, les heureux possesseurs d'un analyseur ou d'un distorsiomètre pourront mesurer la distorsion par harmonique, et par intermodulation.

Le montage définitif des amplificateurs de puissance sera ensuite fait à l'intérieur d'un coffret comprenant l'alimentation et les modules de puissance. Le câblage devra être réalisé conformément au schéma de la figure 14 où l'on remarque que toutes les masses sont ramenées directement à l'alimentation, nous avons en effet reçu des plans de câblage où les masses d'entrée et de sorties étaient confondues évidemment il s'ensuit un accrochage.

Les fils d'alimentation seront de fort diamètre ainsi que les fils de sortie HP et les fils reliant émetteur et collecteur des transistors de puissance.

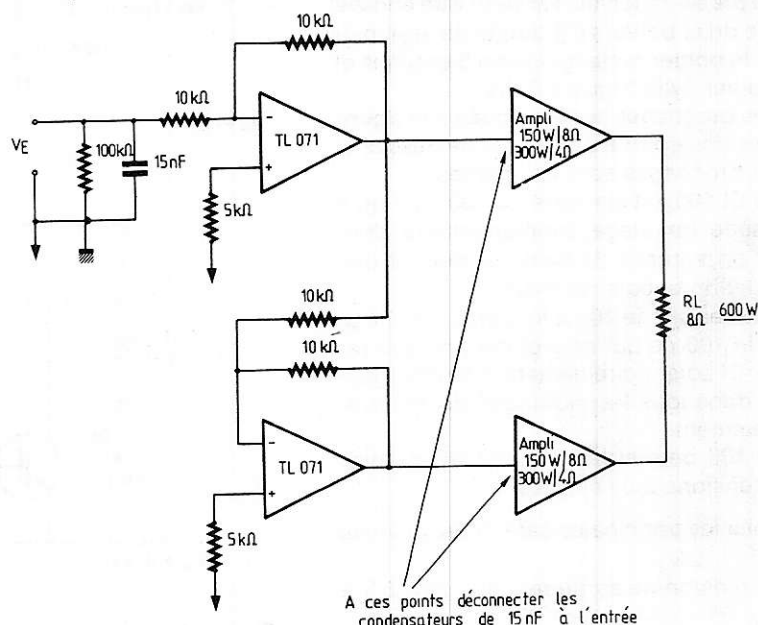
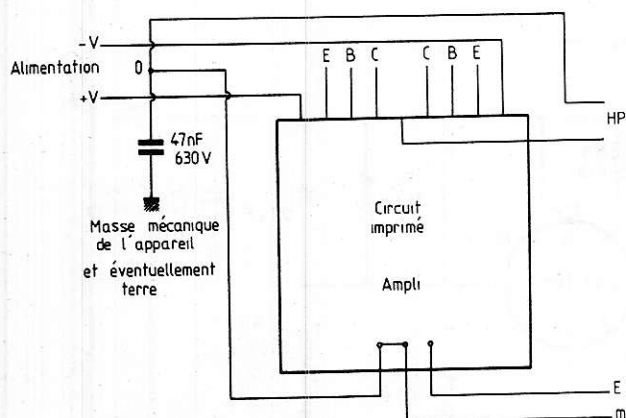
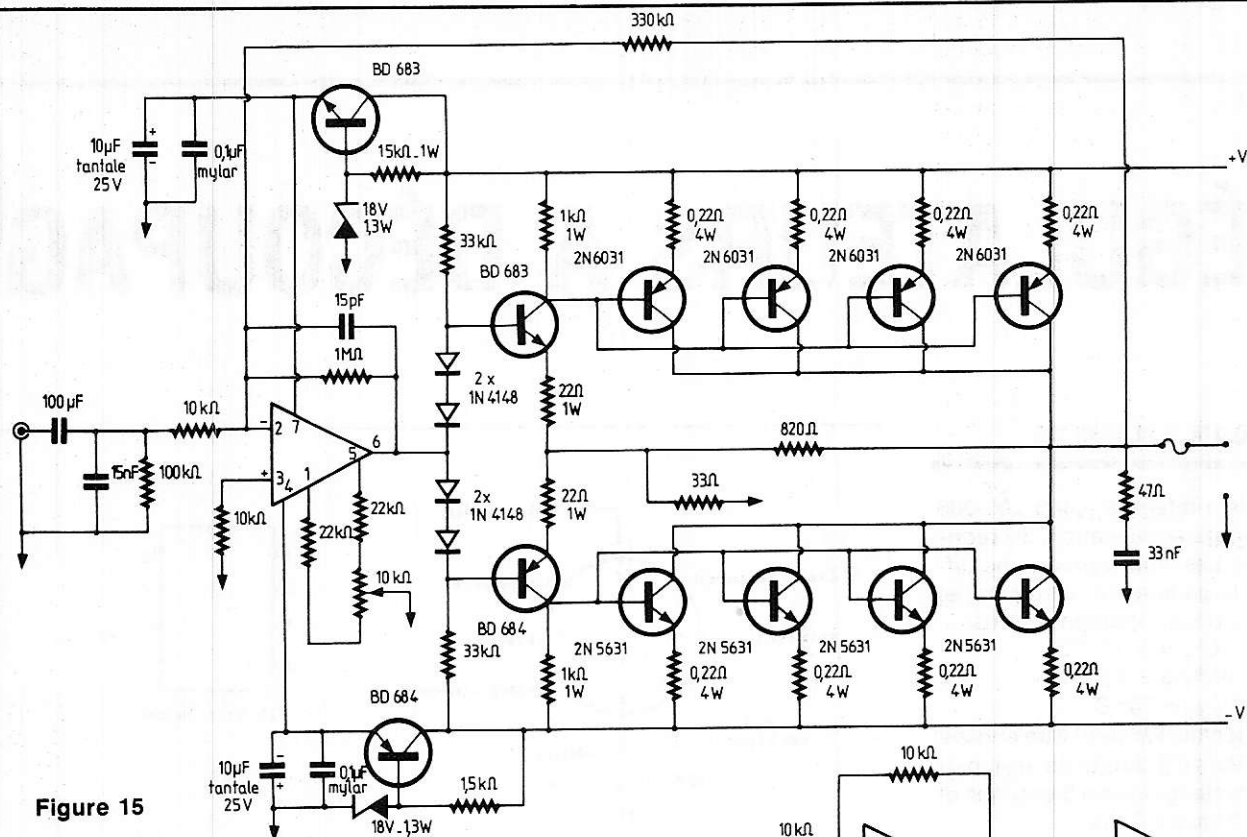


Figure 14 : Câblage de l'amplificateur. Les masses d'entrée et de sortie ne sont communes qu'au point 0 d'alimentation.

Figure 16 : Montage en pont des deux amplificateurs.

Pour diminuer l'influence de ces câbles de liaison, on pourra placer sur la plaque d'alimentation deux condensateurs au mylar de $0,1 \mu F$ entre la ligne positive d'alimentation et la masse, et entre la ligne d'alimentation négative et la masse.

Pour répondre à de nombreux lecteurs, nous indiquons à la **figure 15** le schéma d'un amplificateur pouvant débiter sur 8Ω et 4Ω et délivrant respectivement 150 et 300 W. L'étage de puissance est assez largement proportionné et il n'y a aucun danger même lors des mesures et l'on peut faire débiter l'ampli au-delà de 20 kHz et atteindre 150 W sans destruction. Le dimensionnement est même suffisant pour supporter un court-circuit franc en sortie, niveau d'entrée maximal, les transistors

commencent à chauffer et un simple disjoncteur thermique — COMEPA par exemple — suffit à protéger l'appareil en ouvrant le circuit primaire du transformateur d'alimentation.

La multiplication des transistors de puissance ne change rien d'un point de vue qualitatif dans tout ce qui a été dit précédemment. Bien sûr, point de polarisation, gain, bande, etc... changent.

Et pour atteindre les puissances couramment employées par les professionnels de la sonorisation on pourra utiliser le circuit de la **figure 16**, les deux TL 071 sont montés en amplificateur inverseur de gain unité. Les tensions de sortie des deux ampli op sont en opposition de phase et de même amplitude, ce montage connu est appelé montage en pont ou en H, ou plus

souvent en bridge. La tension en sortie est double de celle que l'on peut recueillir avec un seul ampli, la puissance est donc multipliée par **4** : ce qui correspond à **plus de 600 W**. Toutes les règles énoncées précédemment en ce qui concerne le câblage devront être parfaitement respectées. Quant à l'alimentation elle devra être au moins doublée. On n'utilisera non plus un transfo de 500 VA mais DEUX. Chaque alimentation est destinée à un amplificateur, les deux points zéro volts seront communs grâce à une liaison courte réalisée de préférence par une barre de cuivre.

Nous espérons ainsi avoir satisfait tous les lecteurs et restons à leur disposition pour les conseiller.

F. DIEULEVEULT

RÉGULATEURS A DÉCOUPAGE

RÉGULATEUR POSITIF A CI TYPE 105

Les circuits intégrés 105-205-305 conviennent pour la réalisation de régulateurs positifs. Les trois versions ne diffèrent que par la gamme de températures admissibles en fonctionnement normal :

105 : - 55°C à + 125°C

205 : - 25°C à + 85°C

305 : 0°C à + 70°C

La présentation du 105 peut être choisie entre deux boîtiers à 8 points de terminaison, le boîtier rectangulaire à 8 broches et le boîtier cylindrique à 8 fils.

Les brochages sont indiqués à la figure 1. Les deux boîtiers sont vus de dessus et leurs brochages sont les mêmes.

Le CI 105 est similaire au 100 sauf qu'il possède un étage supplémentaire donnant un surcroît de gain qui permet une régulation encore meilleure.

A noter que le 105 a le même brochage que le 100 ce qui ne signifie pas que les deux CI soient directement interchangeables dans tous les montages décrits précédemment.

Le 105 permet le fonctionnement avec des tensions plus élevées.

Voici les principales caractéristiques du 105 :

(a) tension de sortie réglable de 4,5 V à 40 V,

(b) courant de sortie supérieur à 10 A, mais avec adjonction de transistors extérieurs,

(c) régulation de charge meilleure que 0,1 %. Pleine charge avec limitation de courant,

(d) régulation, en continu, de ligne, garantie à 0,03 % par volt,

(e) réjection de ronflement à 0,01 % par volt.

(f) courant de sortie de 45 mA sans transistor de sortie (utiliser le 305 A).

Le régulateur positif proposé, utilisant un 105, est représenté à la figure 2.

On y trouve un transistor extérieur Q_1 , un NPN du type 2N6124, un diode UTR 2305 ou UTX 210, une bobine L_1 de 1,7 mH ainsi que plusieurs résistances et condensateurs.

Ce régulateur donne 5 V à la sortie pour une tension d'entrée de 8,5 V.

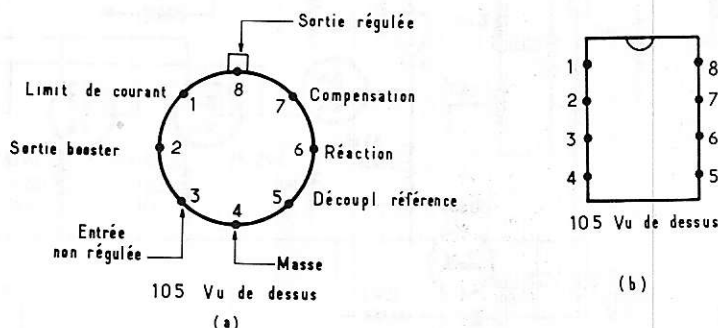


Figure 1

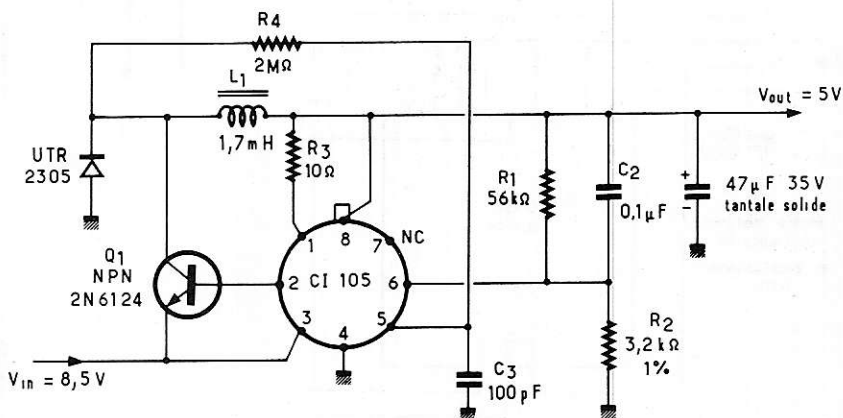


Figure 2

La réalisation matérielle peut s'inspirer du schéma théorique. Les deux croisements peuvent être éliminés grâce à la résistance de R_4 de 2 mΩ dans une des connexions.

C_1 doit être de 47 μF 35 V au tantale solide.

RÉGULATEURS AVEC LE 317

Le circuit intégré LM 317 National permet, grâce à l'emploi de transistors et diodes extérieurs, de réaliser des régulateurs à découpage particulièrement intéressants :

1°- Ils peuvent fournir des courants de sortie de plusieurs ampères.

2°- La tension de sortie est réglable à volonté entre deux limites, par exemple entre 1,8 V et 32 V.

Le LM 317 est un régulateur tripôle et le point médian « Adj » permet le montage d'un circuit à résistance variable qui détermine la tension de sortie.

Indiquons que le LM 117 existe en trois versions, LM 117, LM 217 et LM 317 qui diffèrent par leur boîtier et par leurs limites de la température de fonctionnement normal :

LM 117 : - 55°C à + 150°C

LM 217 : - 27°C à + 150°C

LM 317 : 0°C à + 125°C

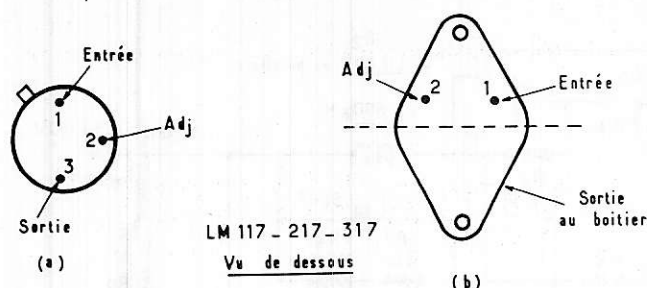


Figure 3

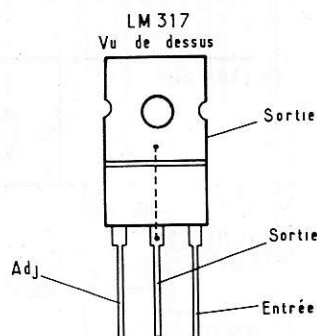


Figure 4

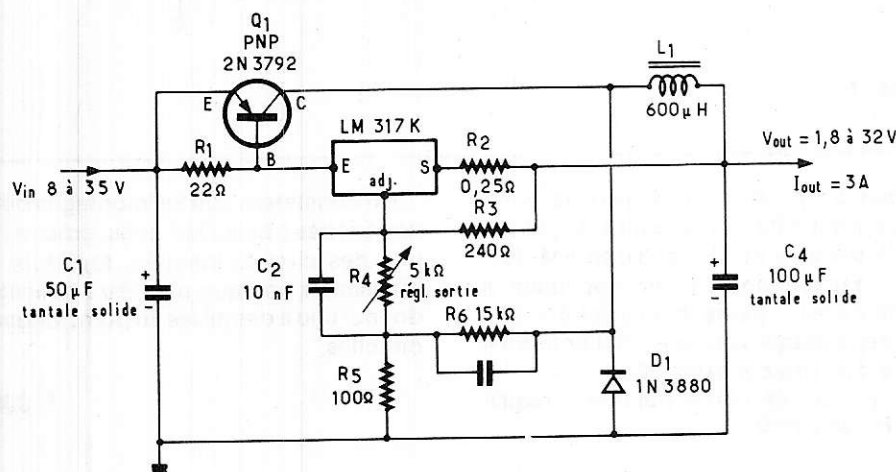


Figure 5

Dans les montages que nous proposons, on utilisera le LM 317 avec le boîtier représenté à la **figure 3** et à la **figure 4**, d'autres versions de LM 117-217-317. Le boîtier du LM 317 de la **figure 4** est facile à monter sur platine. On devra tenir compte du fait que le point de sortie est relié au boîtier métallique, donc la patte sera isolée par une feuille de mica si nécessaire, afin de ne pas toucher la masse.

De bonnes régulation de charge et de ligne sont obtenues avec ce circuit intégré.

Seuls trois contacts sont à brancher ce qui simplifie le montage de ce CI dans les régulateurs.

Voici à la **figure 5** le régulateur utilisant un LM 317 avec un transistor extérieur PNP, 2N3792. Ce transistor de puissance doit être monté sur radiateur selon les indications de son fabricant.

Dans ce montage on trouve une diode D1, 1N3880 et une bobine L1 de 600 μH.

Le condensateur C4 doit être au tantale solide.

Pour une tension d'entrée V_{in} de 8 à 35 V, on obtiendra à la sortie, une tension V_{out} réglable entre 1,8 V et 32 V, à l'aide de la résistance variable, ou ajustable, R4 de 5 kΩ montée dans le circuit du point Adj du tripole. Ce régulateur n'assure pas la protection du transistor Q1 en cas de surcharge.

Le courant maximum de sortie est de 3A.

On constate, par conséquent, que ce régulateur peut convenir dans de nombreuses applications grâce à ses possibilités.

REGULATEUR AVEC LM 317 ET LM 395

Un autre régulateur est représenté à la **figure 6**.

Il donne à la sortie, une tension V_{out} réglable entre 1,8 V et 32 V sous un courant maximum de 4A, donc supérieur à celui du montage précédent.

Ce montage est plus compliqué car il nécessite, outre le LM 317, un transistor extérieur Q1 = 2N2905, PNP et un ensemble de 4 circuits intégrés du type LM 195, montés en parallèle.

Le LM 395 se comporte comme un transistor, avec trois points de branchement, équivalents à la base, au collecteur et à l'émetteur.

En réalité le LM 395 contient dans son boîtier 20 transistors de toutes sortes, 4 diodes zener et un nombre non négligeable de résistances mais seulement les trois points terminaux cités plus haut. Nous ne donnons pas ici le schéma intérieur du LM 395.

Ce circuit intégré existe d'ailleurs en trois versions, LM 195, LM 295 et LM 395, avec les limites de température indiquées précédemment dans d'autres analyses de montages.

Le brochage du LM 195 est identique à celui du LM 117 (voir **figure 3**) avec les connexions suivantes :

- (a) point 1 : émetteur
- point 2 : base
- point 3 : collecteur
- le boîtier étant relié à l'émetteur.
- (b) point 1 : collecteur
- point 2 : base
- boîtier : relié au collecteur.

Le LM 395 a un boîtier comme celui du LM 195 et dans une variante, celui de la **figure 4**.

Vu de dessus avec les fils vers le bas, les branchements se font dans l'ordre suivant : base, émetteur, collecteur.

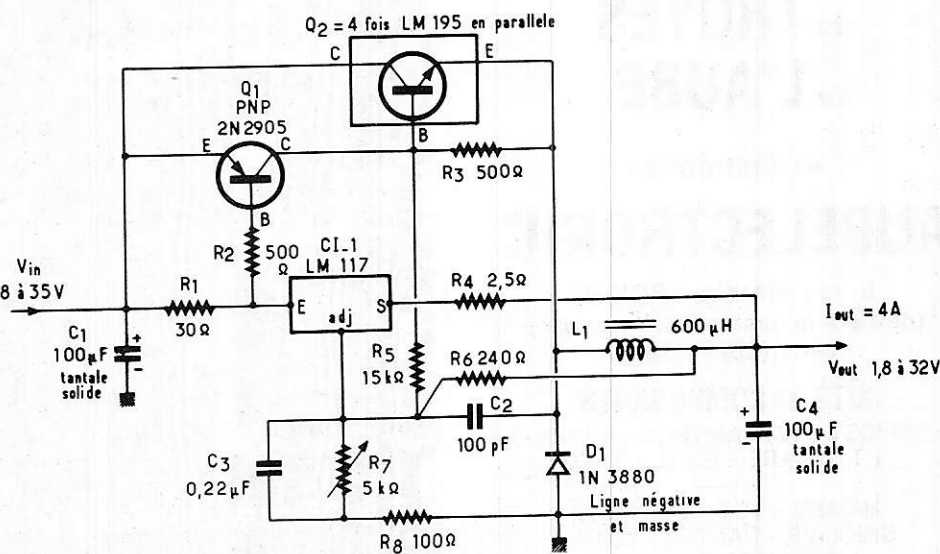


Figure 6

La patte est isolée du circuit et doit être mise à la masse. Avec le régulateur de la **figure 6**, l'ensemble des LM 395 se comporte comme un PNP-NPN et est utilisé comme un transistor NPN. Il permet la limitation de courant. Le rendement des régulateurs des **figure 5 et 6** est de 65 % à 85 %, dépendant de la tension de sortie réglée avec la résistance du circuit « Adj ». Le rendement est moindre aux basses tensions de sortie.

La fréquence de fonctionnement de ces régulateurs est de 30 kHz, ils peuvent se montrer utiles pour la charge des accumulateurs en raison de leurs possibilités de réglage de la tension de sortie.

REGULATEUR AVEC LM 105 ET LM 195

Il s'agit du montage de la **figure 7**. Il fournit une tension variable entre 4,5 V et 30 V sous un courant maximum de 6A, grâce à l'emploi de quatre LM 195 montés en parallèle.

Les brochages de ces CI ont été indiqués précédemment, aux figures 8, 10 et 11.

Pour le LM 105, adopter la variante avec le boîtier rectangulaire.

On utilise ce CI comme amplificateur de référence pour le régulateur à découpage.

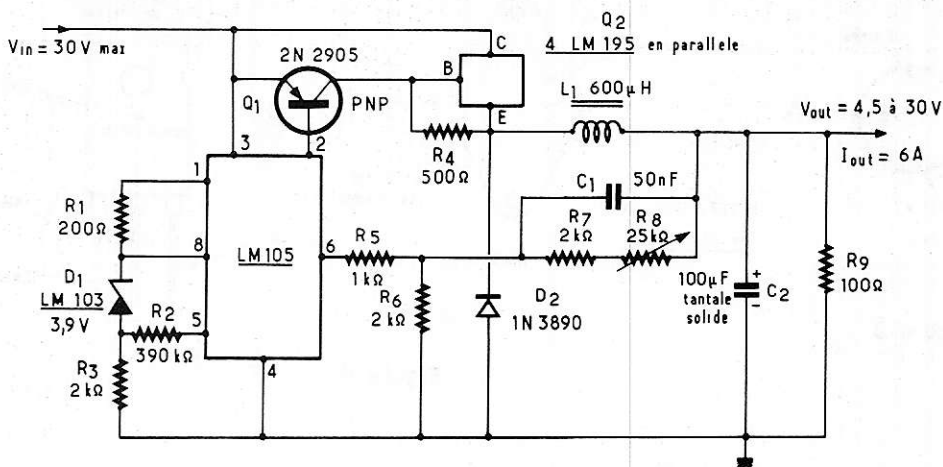


Figure 7

La réaction positive produisant la commutation est obtenue au point 1 du LM 105 par l'intermédiaire de la diode LM 103. Cette réaction positive est appliquée à l'amplificateur interne, par le point 5. Elle est indépendante de la tension d'entrée V_{in} qui ne doit pas dépasser 30 V.

La tension de sortie peut être réglée avec R_8 de 25 kΩ.

On constatera que les montages décrits ne sont pas trop compliqués, grâce à l'emploi des circuits intégrés, toutefois, leur réalisation pratique peut être délicate, et donner lieu à des mises au point longues et difficiles.

F. JUSTER

Devenez collaborateur de

« Radio-Plans »

Vous avez réalisé un montage de conception personnelle et originale : faites-nous en part en quelques lignes. Si votre réalisation est retenue, elle pourra faire l'objet d'une parution dans votre revue.

Pour plus de détails (présentation, rémunération, etc...), écrivez à la rédaction.

**2 à 12 rue de Bellevue
75019 PARIS**

SYSMIC

72, rue de Nancy,
44300 NANTES

composants pour micro-amateurs

microprocesseurs - mémoires
afficheurs - claviers - touches
circuits intégrés, etc.

— LES PRIX LES PLUS BAS —
REPLISSEZ ET ENVOYEZ-NOUS CE
BON POUR UNE LISTE COMPLETE
DE TOUTS NOS ARTICLES

NOM

ADRESSE

Pour les électroniciens
de **TROYES**
de **L'AUBE**

et limitrophes

AUBELECTRONIC

5, rue Viardin, TROYES
(derrière la caserne Beurnonville)
Tél. : (25) 72.52.93

KITS et COMPOSANTS

OFFICE DU KIT - AMTRON - AUDAX -
I.T.T. - SIARE - R.T.C. - TEK0.

HAMEG - VOC - CENTRAD
SINCLAIR - PANTEC - C.D.A.
LIBRAIRIE TECHNIQUE
RADIO-TELEPHONE

Pratique de l'acoustique

Nous souhaitons tout d'abord que nos lecteurs voudront bien excuser l'emploi des formules mathématiques utilisées lors des derniers articles.

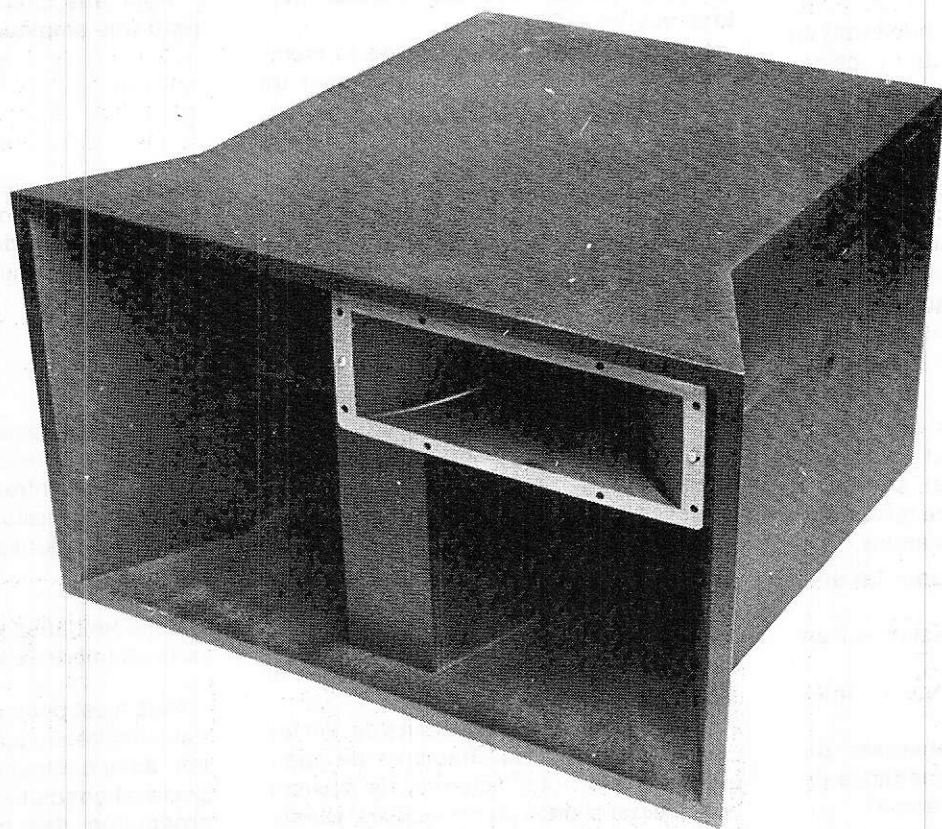
L'électro-acoustique est une science récente (début du siècle)

et, à ce titre, nécessite l'emploi de l'outil mathématique.

Nous avons essayé de refaire le plus simplement possible le cheminement des nombreux physiciens qui ont contribué à l'édifice actuel de l'électro-acoustique.

Toute vulgarisation ne peut que permettre une approche superficielle de la connaissance des phénomènes !

Seules, de bonnes connaissances mathématiques et des années de pratique et de contact avec l'électro-acoustique peuvent permettre d'espérer une compréhension de ces phénomènes physiques, aux plans qualitatif et quantitatif.



Réalisation d'un projecteur de sons 2 voies

Dans ce numéro nous allons limiter au maximum l'emploi des formules et nous espérons que la réalisation de notre projecteur de son vous incitera à entrer plus avant dans l'étude de l'électro-acoustique.

LE RÔLE DES ENCEINTES ACOUSTIQUES. L'ENCEINTE CLOSE.

Un haut-parleur électrodynamique est un dipôle acoustique. En effet, il émet de chaque côté de sa membrane deux ondes en opposition de phase.

D'une façon simple lorsque la longueur d'onde émise par le haut parleur est grande par rapport à son diamètre les 2 ondes s'annulent. Donc vers ces fréquences l'efficacité du haut-parleur seul est donc à peu près nulle.

Il s'agit donc de séparer l'onde avant de l'onde arrière. C'est la rôle de l'enceinte acoustique. Un tout petit peu de théorie où nous excluons tout calcul intermédiaire.

L'action de l'enceinte sur le haut-parleur est représentée par une impédance acoustique qui aux fréquences basses peut être assimilée à une compliance venant s'ajouter à celle de la membrane. Il s'ensuit une augmentation de la fréquence de résonance de l'ensemble. Nous n'aborderons pas ici le problème des fréquences supérieures.

Ici, nous avons donc dans les basses-fréquences un fonctionnement de la membrane assimilable à un piston, soit quelques formules, les seules de ce texte nous permettant quelques quantifications.

Les hypothèses de départ sont les suivantes :

- la membrane peut être assimilée à un piston rigide,
- la pression est homogène à l'intérieur de l'enceinte,
- l'impédance de rayonnement du « piston » est assimilée à l'impédance de rayonnement d'une onde sphérique,
- l'amplificateur alimentant notre haut-parleur fournit une tension e_g en boucle ouverte.

Son impédance de sortie est très faible : R_g . Les caractéristiques du haut-parleur sont les suivantes :

l : longueur de la bobine ;

R_E : résistance en courant continu ;

B : champ magnétique dans l'entrefer.

La puissance électrique consommée par le HP est :

$$P_E = \left(\frac{e_g}{R_g + R_E} \right)^2 \cdot R_E$$

La puissance acoustique rayonnée par le haut-parleur est :

$$P_a = \frac{V_D^2 \cdot \frac{\varphi_0 \omega^2}{2 \pi C_0}}{2 \pi C_0}$$

avec

$$\frac{\varphi_0 \omega^2}{2 \pi C_0} = R_r \text{ résistance du rayonnement}$$

et V_D étant le débit volumique du haut-parleur. (Notons que $V_D = S_D \cdot v$.)

R_r résistance du rayonnement et V_D étant le débit volumique du haut-parleur. (Notons que $V_D = S_D \cdot v$.)

S_D étant la surface active de la membrane et v la vitesse). Le rendement de l'enceinte est donc :

$$\eta = \frac{P_a}{P_E} = \frac{U_D^2}{E_g^2} \cdot \frac{\varphi_0 \omega^2}{2 \pi C_0} \left(\frac{R_g + R_E}{R_E} \right)^2$$

Donc le rendement dépend du rapport

$$\frac{U_D^2}{E_g^2}$$

Nous verrons dans notre prochain numéro comment exprimer le rapport U_D^2 et appliquer nos E_g^2 résultats à un haut-parleur donné.

REALISATION D'UNE ENCEINTE PARTICULIERE

Etablissons tout d'abord la liste des caractéristiques que nous voulons obtenir et tout d'abord son rôle :

— les systèmes transducteurs de son les plus utilisés sont les chambres de compression que nous rencontrons souvent lors des quinzeaines commerciales, animations diverses, stades, renforcement sonore pour des stands, sur les marchés, sur des véhicules annonces...etc. Elles présentent un certain nombre d'avantages ;

— le rendement est relativement élevé (entre 45 à 100 dB par watt à 1 mètre, en bruit rose borné de 200 à 300 Hz) ;

— relativement car les chambres de compression que nous rencontrons en Europe n'ont pas de loin les qualités des homologues Américaines qui de plus atteignent pour certaines 110 dB au watt/1 mètre (ALTEC par exemple qui possède une grosse gamme de matériel public-address) et des puissances admissibles de 100 watts avec des taux de distorsion très bas et une bande passante large ;

— le prix est assez bas surtout si l'on considère le rapport prix/dB qu'il est d'ailleurs intéressant d'effectuer lorsque l'on compare des ensembles destinés à la sonorisation ;

— elles ne sont pas trop grosses, ni très lourdes ;

— elles peuvent s'accrocher aisément et résistent aux intempéries.

Elles présentent également un certain nombre de défauts :

— la bande n'est généralement pas très large et déficiente dans le bas du spectre, les taux de distorsion par harmonique sont assez élevés. Les pavillons introduisent des colorations.

Pourquoi ces défauts ?

Un tout petit peu de théorie sur les chambres de compression et sur les pavillons. Rapidement.

Pour une chambre de compression et pour une amplitude donnée de la vitesse

$$\frac{dx}{dt}$$

lorsque la fréquence augmente, l'amplitude des variations de pressions diminue car l'amplitude de déplacement x de la membrane diminue comme

$$\frac{1}{\omega}$$

Donc, ces variations de pressions ne vont transmettre que de faibles variations de vitesse à l'entrée du pavillon et la chambre de compressions classique réalise une véritable coupure dans les fréquences élevées.

Cette limitation dépend de la hauteur h de la chambre de compression.

Plus h est petit, meilleure est la réponse dans les fréquences élevées. Cette limitation de la hauteur de la chambre de compression conduit à une limitation de la reproduction des fréquences basses car lorsque la fréquence s'abaisse, l'amplitude de la membrane croît et ne peut, bien sûr, dépasser h . Il nous faudrait aussi parler de l'impédance mécanique ramenée sur la membrane, expression difficile, pour montrer que bon rendement et bonne qualité imposent des conditions de masse de membrane draconiennes, de plus peu compatibles avec une bonne solidité. Là encore c'est affaire de compromis.

LE PAVILLON :

L'équation de propagation d'ondes d'amplitude finie dans un pavillon nous

amène à démontrer que pour des dimensions précises de pavillon :

a) travaillant dans une gamme de fréquences donnée, la production d'harmoniques est conditionnée par la puissance admise à l'embouchure ;

b) pour une puissance donnée constante en fonction de la fréquence, la production d'harmonique 2 pour une fréquence émise est d'autant plus élevée que la fréquence de coupure du pavillon est basse.

Le fait que beaucoup de pavillons soient repliés entraînent des défauts dans le respect de la courbure du pavillon. Le fait aussi des matériaux minces employés (raisons de coût) entraînent des colorations caractéristiques.

Donc, nous voulons réaliser un appareil ou projecteur de son améliorant les caractéristiques des chambres de compression — mais s'en rapprochant aux plans suivants :

- a) solidité ;
- b) rendement aussi élevé que possible ;
- c) coût similaire ou s'en rapprochant ;
- d) taille réduite.

Les améliorations porteront :

1° sur la fréquence de coupure basse autorisant une meilleure assise de la parole (et de passer à peu près correctement la musique actuelle) ;

2° d'avoir entre 100 Hz et 400 Hz une linéarité à peu près correcte (zone statistiquement la plus chargée en informations musicales).

Par solidité, nous entendons : bonne tenue en puissance d'une part, aux chocs et intempéries d'autre part.

Le rendement doit s'approcher des 100 dB (par watt à 1 mètre) et va conditionner le choix des haut-parleurs avec la puissance admissible et le coût, ainsi que la taille.

CHOIX DES COMPOSANTS

PARTIE BASSE :

Nous nous sommes fixés sur un haut-parleur classique électrodynamique, bien sûr de diamètre 25 cm.

Taille conditionnant celle de l'enceinte, c'est la limite en diamètre car 30 cm nous entraînerait trop loin en dimensions.

Il s'agit d'un haut-parleur connu, le G10-60 de la société Celestion.

Sa puissance admissible est de 60 watts, sa fréquence de résonance de 80 Hz bien conforme à celle indiquée sur le catalogue.

Sa sensibilité moyenne est de 99 dB (à 1 watt à 1 mètre).

Son poids est de 7 kg et il possède un flux total de 145 000 maxwells.

PARTIE HAUTE :

Vu le montage que nous avons employé pour le 25 cm, il nous fallait employer une petite chambre de compression de prix raisonnable mais descendant à 2 kHz, tout en tenant correctement la puissance. Aux essais, beaucoup de casse !

Une a résisté, il s'agit du modèle PRE-VOX réf. HT.RC002. Sa puissance nominale catalogue est de vingt watts mais avec le filtre simple utilisé nous n'avons pu le casser ! La pression pour 1 watt à 1 mètre est de 100 dB. Sa bande passante catalogue est de 1 500 à 14 000 Hz. Remesuré en chambre sourde, nous avons pu constater (voir courbe catalogue et courbe relevé) une bonne corrélation entre la courbe idéalisée catalogue et la nôtre sur matériel B et K.

L'ENCEINTE

Il s'agit d'un pavillon replié pour des raisons d'encombrement. La chambre située devant le haut-parleur est un passe bas acoustique. Sans entrer dans les calculs, un bon fonctionnement de la partie basse est réalisé lorsque la compliance due à la masse d'air dans le pavillon est compensée par celle du volume clos par le haut-parleur.

Ce montage possède l'avantage d'une bonne tenue en puissance et de protéger efficacement le haut-parleur pour notre usage.

Le père de ce genre de montage est Klipsch et date de 1941. Il a été repris depuis avec succès par de nombreux constructeurs surtout ces dernières années en sonorisation. Nous conseillons pour sa fabrication du plaqué marine réf. CTBX qui avec une peinture plastique va offrir une tenue appropriée aux intempéries. Composants pour le filtre, ultra-simples, 6 dB par octave mais réponse plate en amplitude comme en phase. Il va nous falloir par enceinte une seff de 1 mH en fil de cuivre 10/10 environ, une capacité de 4,7 μ F, 1 résistance de 8,10 Ω 10 watts. Voir après schéma de la **figure 1** le branchement correct des haut-parleurs. La visserie sera inox ou laiton, pour éviter bien sûr la rouille. Nous conseillons de faire couper les panneaux par un menuisier surtout pour réaliser les coupes d'angle.

Attention : l'usage d'autres composants, pour les haut-parleurs, comme pour le filtre ne peuvent qu'entraîner un mauvais fonctionnement.

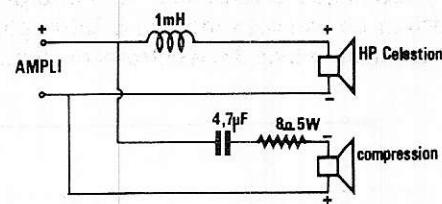


Figure 1

L'ensemble peut être utilisé normalement avec des amplificateurs de 100 watts sur 8 Ω , la limitation est évidente, dès qu'une distorsion importante apparaît vous êtes en limite (utilisant bien entendu des sources de modulation correctes).

MONTAGE DE L'EBENISTERIE

Toutes les pièces sont en CTBX de 15 mm d'épaisseur à part deux pièces réalisées dans des chutes de 5 mm et 10 mm d'épaisseur. Nous emploierons de la colle à bois blanche avec un temps de séchage d'environ 2 heures. Les débits seront cloués, les clous servant à maintenir serrés les panneaux en attendant l'action de la colle.

1) En se servant des plans cotes **figures 2 et 3**, tracer soigneusement à l'échelle 1 sur papier les différentes pièces de bois constituant l'enceinte en tenant compte des coupes d'angles, calculer votre métrage de bois nécessaire.

2) Tracer sur bois vos pièces, les couper ou les faire couper (penser à utiliser des chutes).

3) Effectuer les coupes en biais en relevant soigneusement vos angles.

4) Percer vos trous ($\varnothing$ 228 et $\varnothing$ 258) et ceux servant au passage des fils devant alimenter votre haut-parleur.

5) Montage.

Nous commencerons par la caisse extérieure.

Voir **figure 4**

a) Monter le fond F avec ses contre-plaques de 15 mm et de 10 mm sans oublier la colle.

b) Monter sur A les cotes C sans oublier d'encoller les champs.

c) Monter le dessous B

d) Monter les avants D

e) Ajuster et fixer le fond F.

Enduire, poncer, peindre, c'est terminé pour cette partie.

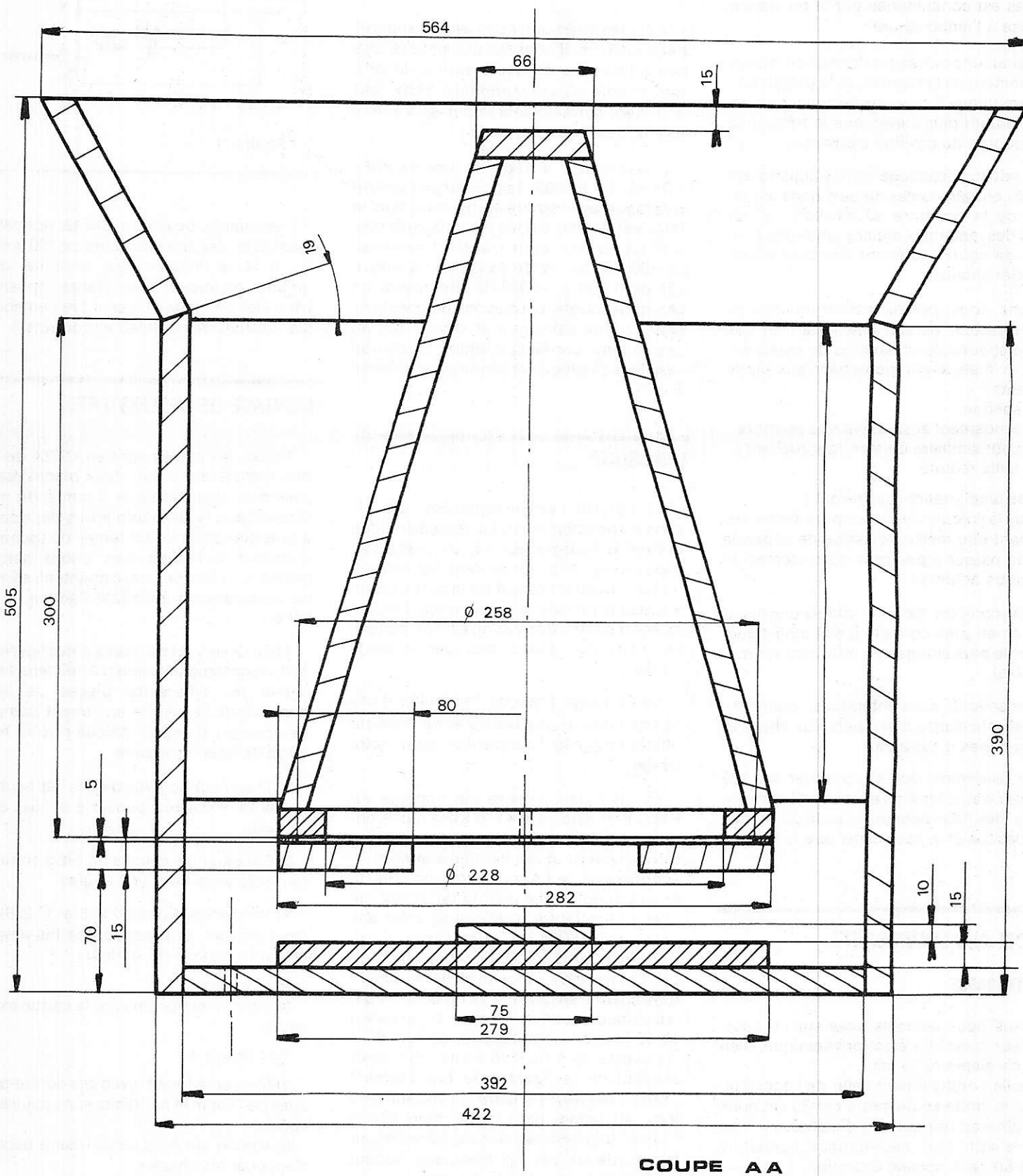


Figure 2

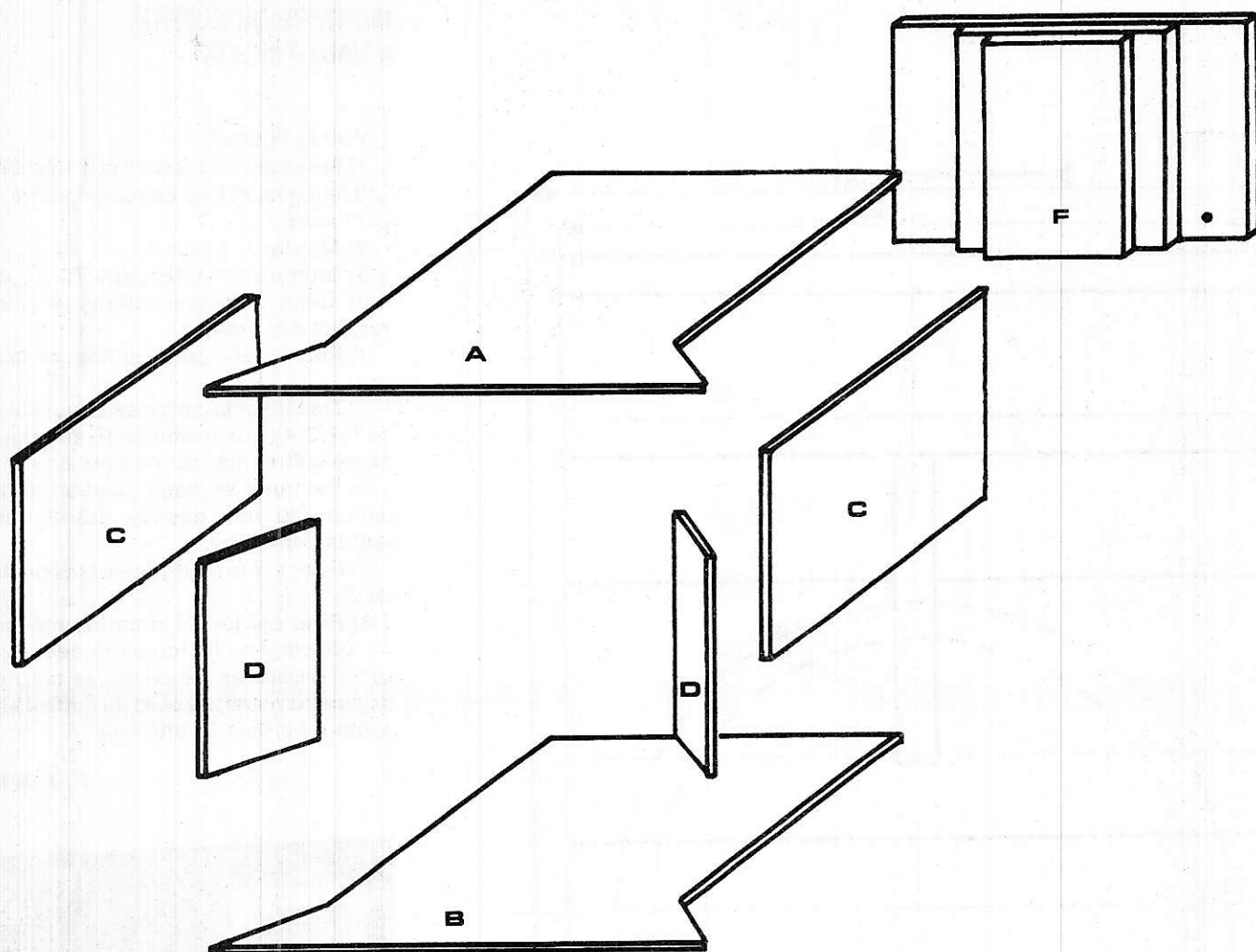


Figure 4

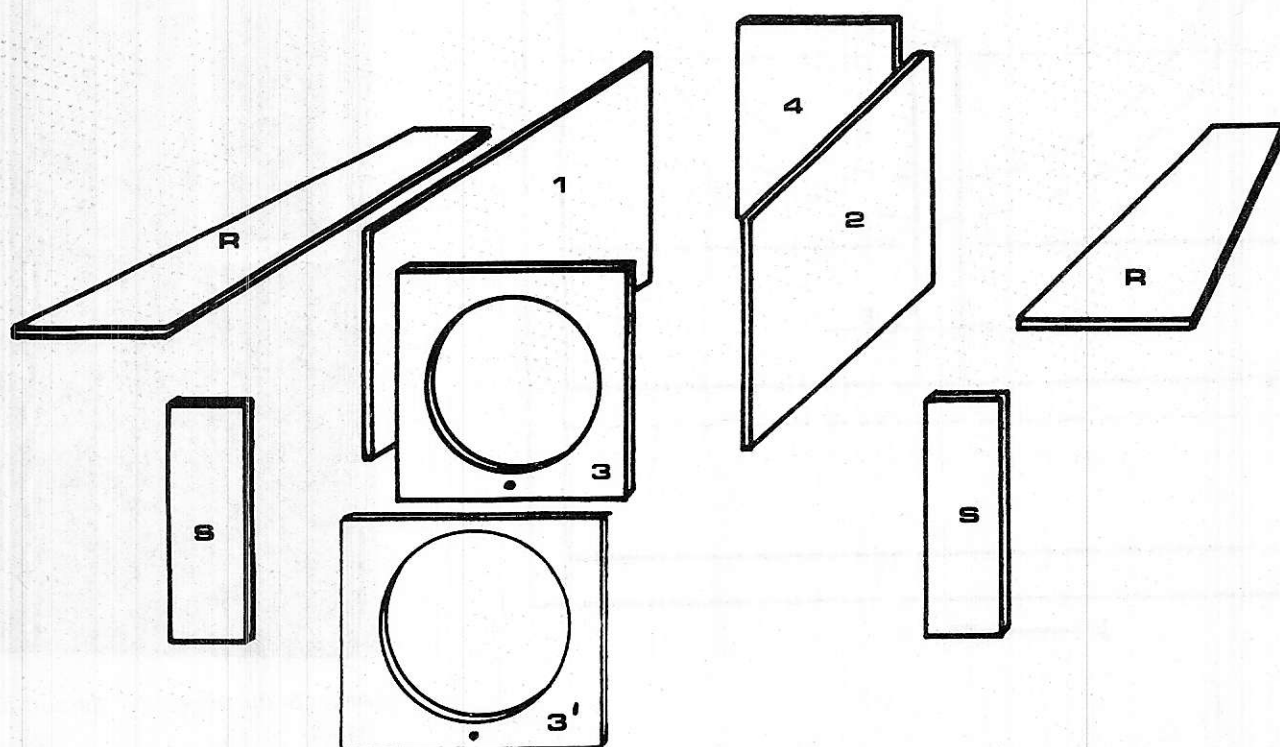


Figure 5

MONTAGE DU COFFRET A HAUT-PARLEUR

Voir la **figure 5**

1) Après découpes sur 3 et 3' des $\varnothing 228$ et 258, encoller et fixer ces deux pièces, l'une sur l'autre.

2) Monter 1, 2 puis 4.

3) Monter les raidisseurs R, ajuster le tout dans la caisse extérieure jusqu'au respect des cotes.

4) Retirer cette partie intérieure, la peindre.

5) Tracer sur la caisse extérieure le profil de 1, 2, 3, 4 pour prévoir les fixations par vis de ce coffre intérieur démontable.

6) Peinture, séchage, fixation du haut-parleur, du filtre, passage des fils alimentant la compression.

7) Fixer sur le haut-parleur les petits côtés S.

8) Fixer par les vis le coffre intérieur.

La fixation de la trompette peut se faire sur le dessus de l'enceinte, le bord de la trompette venant au bord du coffret à haut-parleur, ou bien à l'intérieur.

A. BENARD

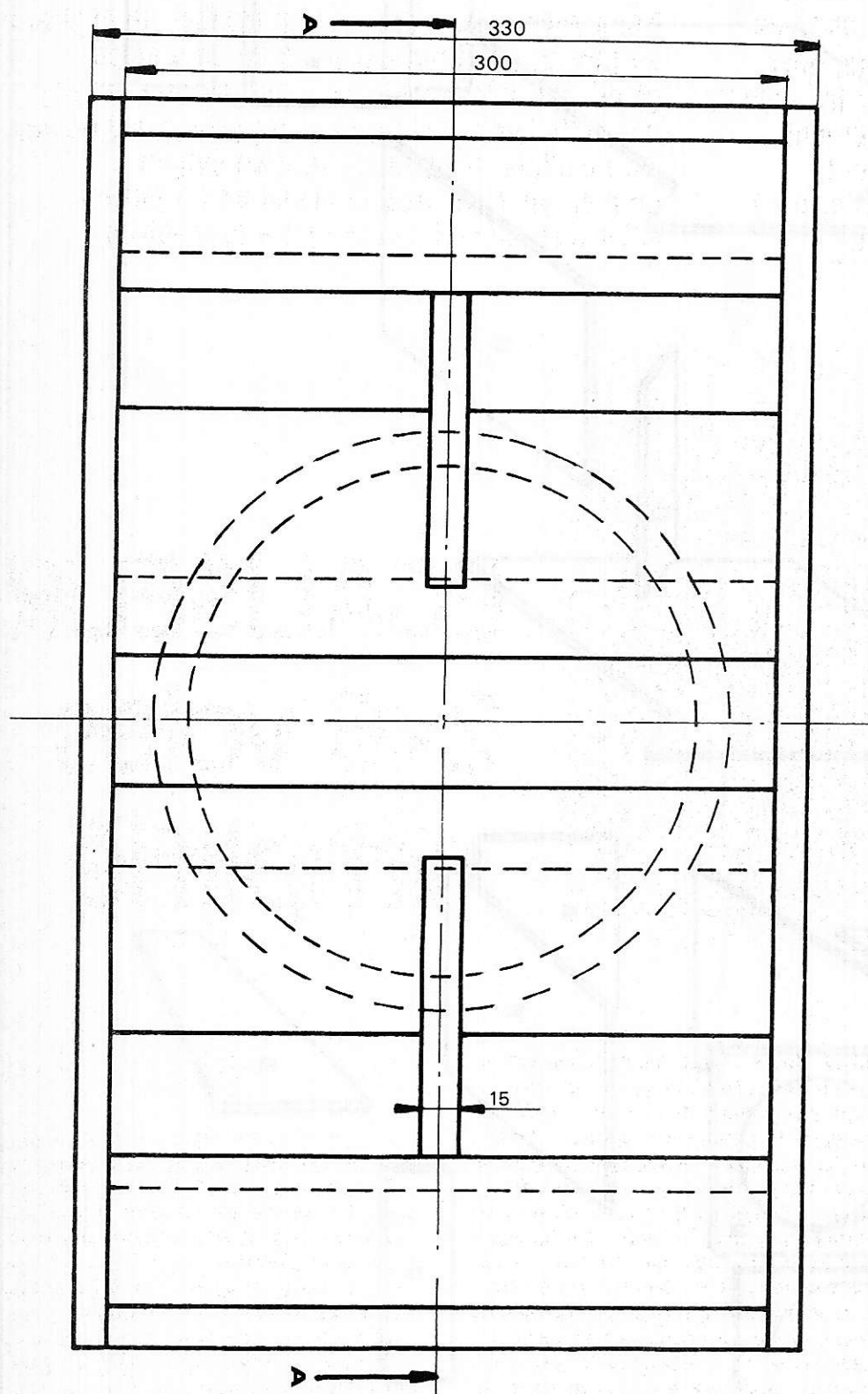
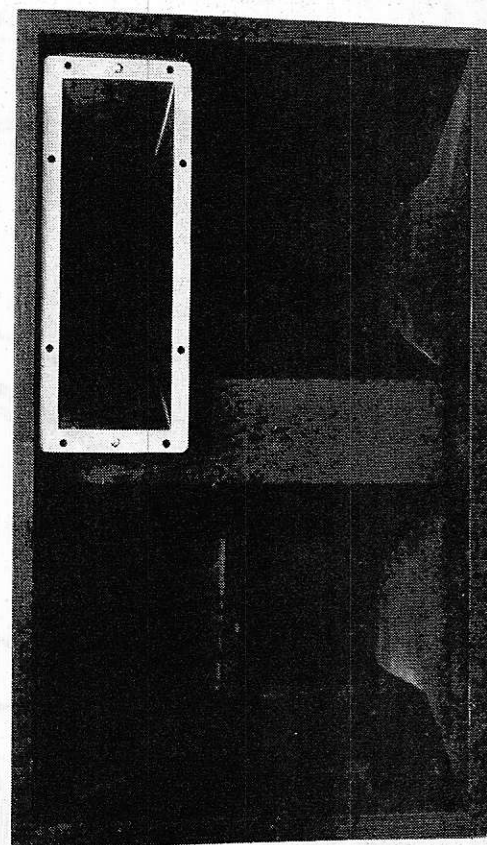


Figure 3

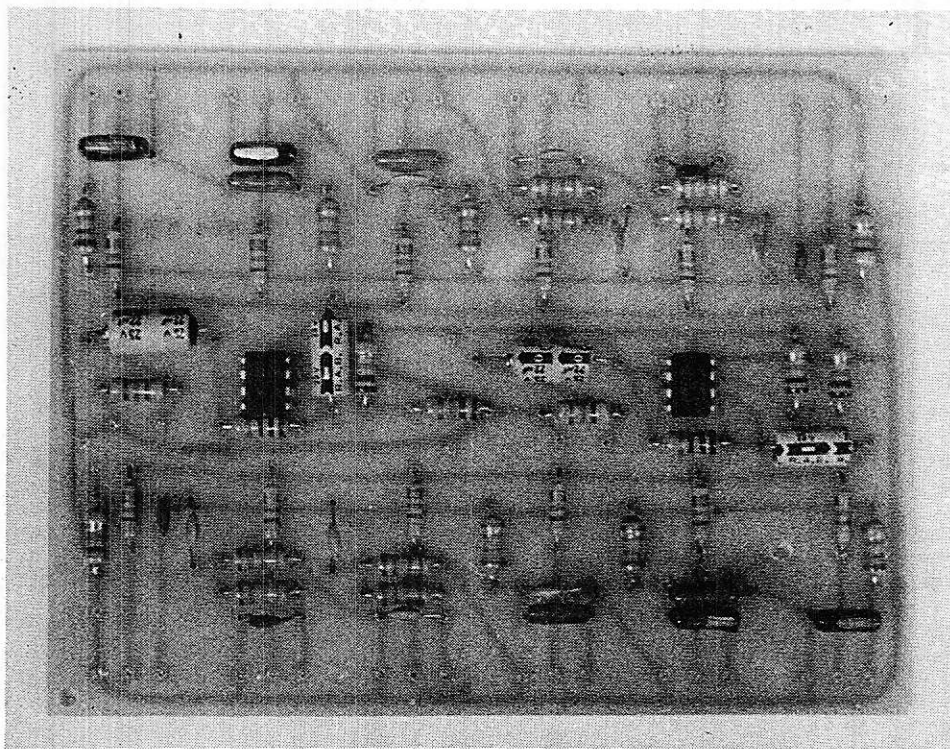


Aspects du projecteur de son à pavillon replié.

Le HP à compression peut par exemple être monté comme sur notre réalisation ou être placé à l'extérieur.

Un égaliseur est, rappelons-le, un correcteur de tonalité dont le nombre de voies important permet de « modeler » la courbe de réponse d'un ensemble BF de façon à corriger les défauts d'un local d'écoute ou d'un enregistrement. Ce genre d'appareil utilise généralement des filtres actifs à sélectivité importante, d'où une certaine complexité de réalisation.

Nous avons voulu essayer de réaliser un égaliseur au moyen de filtres passifs à un seul étage (6 dB par octave). L'expérience montre en effet que cette faible sélectivité n'empêche pas d'obtenir les résultats recherchés, tout en évitant, de maltraiter par trop le signal en lui faisant subir des distorsions de phase excessives.



EGALISEUR 2x6 voies simplifié

I) PRINCIPES GENERAUX :

Il faut savoir que plus un filtre est sélectif et plus il déphase les signaux qui lui sont appliqués. Par ailleurs, le déphasage introduit varie en fonction de la fréquence. Or, la théorie de Fourier nous apprend que tout signal périodique peut être décomposé en une somme de signaux sinusoïdaux affectés des amplitudes, fréquences, et phases correctes. Si donc ces signaux se trouvent déphasés différemment, le signal composite ne peut être reproduit exactement. Les différences dues à ce phénomène sont connues sous le nom de distorsions de phase.

D'un autre côté, le découpage du spectre BF en zones bien délimitées par des filtres abrupts exige une très grande précision dans les valeurs des composants RC

utilisés, faute de quoi les décalages introduits dans les fréquences de coupure risquent d'introduire des « trous » indésirable dans la courbe de réponse globale. L'utilisation de filtres peu sélectifs élimine en grande partie ces inconvénients. En revanche, bien sûr, l'action des divers correcteurs sera plus « molle ». Un tel égaliseur ne pourra pas permettre d'éliminer une fréquence bien précise, mais seulement d'infléchir la courbe de réponse de l'équipement dans certaines zones où des corrections s'imposent. Cette utilisation en « Baxandall amélioré » est précisément de très loin la plus fréquente pour un égaliseur de chaîne HIFI. Seules des utilisations dans le domaine des truquages, effets spéciaux ou restaurations d'enregistrements défectueux pourraient faire apparaître nettement les limites d'un tel appareil.

II) LE SCHEMA DE PRINCIPE :

Le schéma de la **figure 1** ne concerne que l'un des deux canaux de la réalisation stéréophonique que nous vous proposons. Le second est en effet strictement identique. Les filtres passe-bas et passe-haut étant purement passifs, le rôle de l'ampli opérationnel 741 (TBA 221 B) se limite à restituer le niveau d'origine du signal (les filtres passifs se caractérisent en effet par une forte perte d'insertion). Chacune des 6 voies est munie d'un potentiomètre de 47 k Ω . On peut bien sûr utiliser des modèles doubles, communs aux deux canaux stéréo. Le découpage que nous avons choisi (6 voies) est le suivant :

- extrême grave
- grave
- bas médium

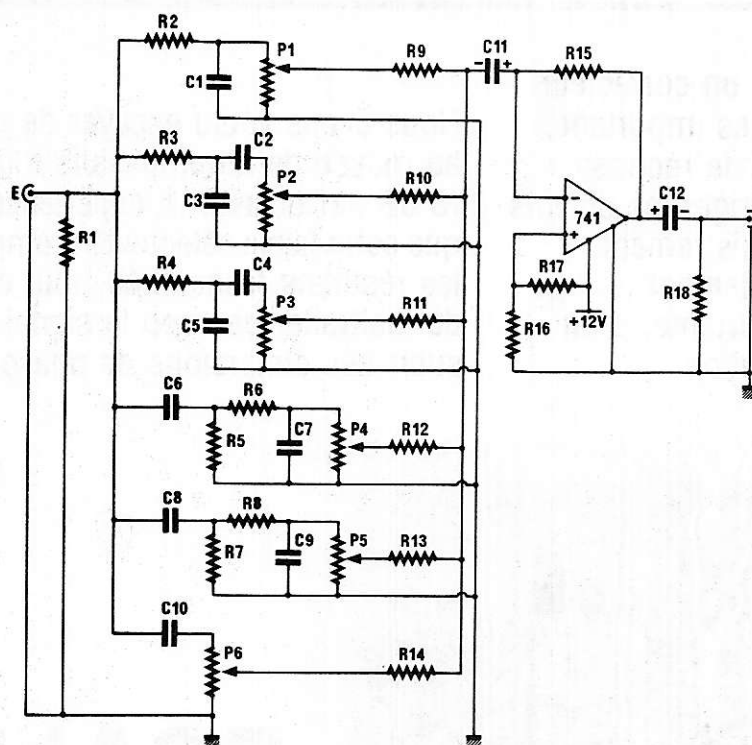


Figure1 : Schéma de principe

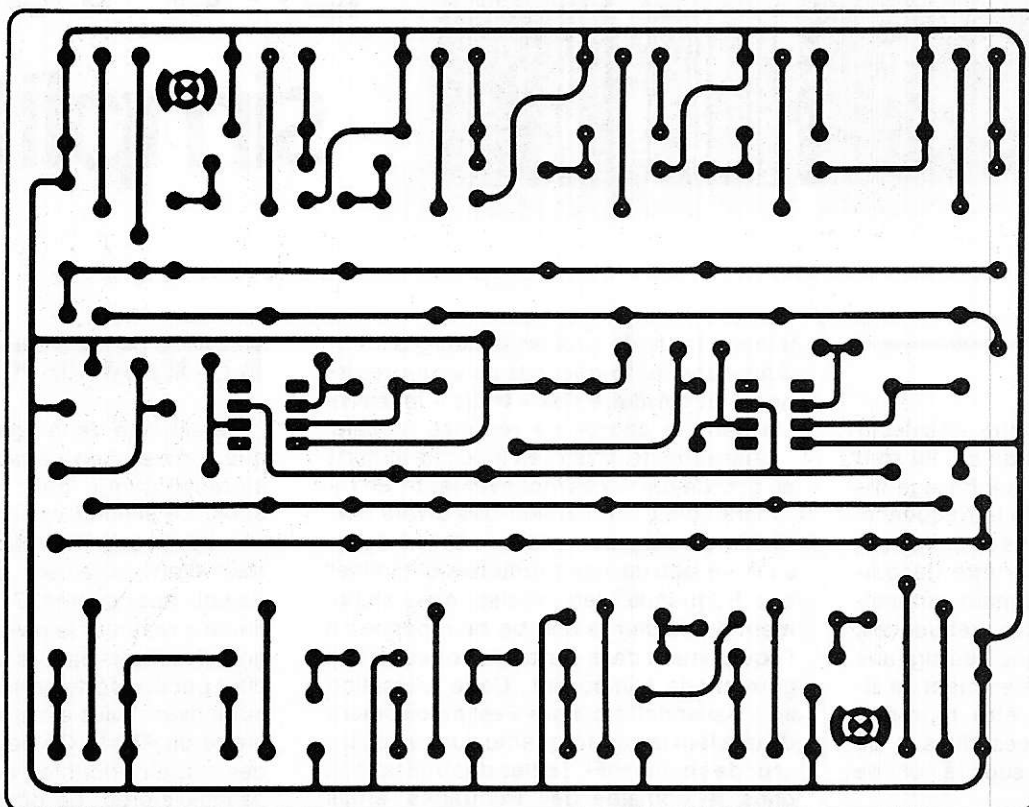


Figure 2 :

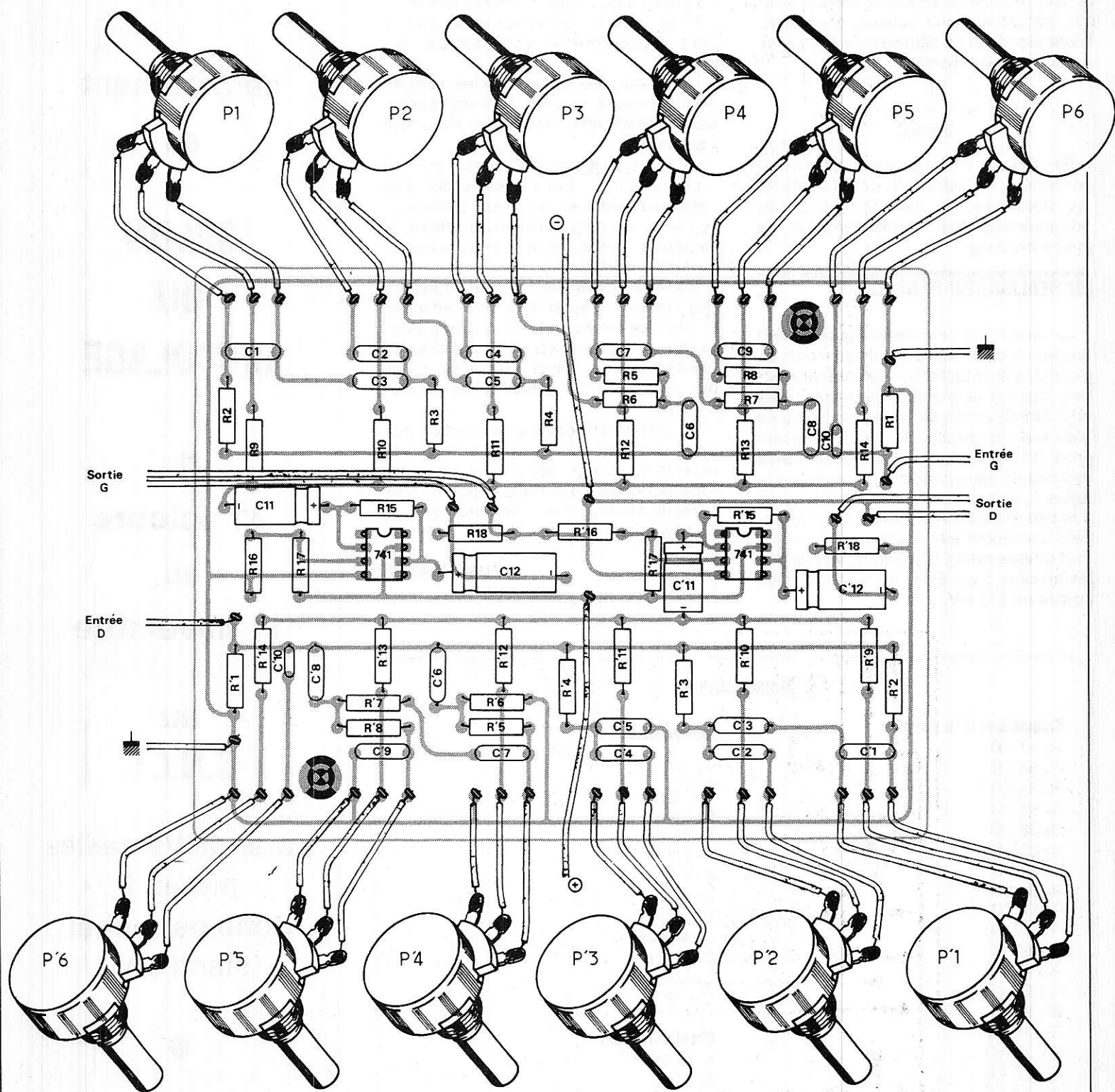


Figure 3 :

- haut médium
- aigu
- extrême aigu.

Les fréquences de coupure des 10 filtres nécessaires ont été calculées de façon à obtenir le meilleur résultat possible avec des composants de valeurs courantes. Toute modification peut se faire au moyen de la formule suivante :

$$f = \frac{1}{2 \pi RC}$$

Par ailleurs, en cas d'exigences sévères en matière de souffle, on peut remplacer les classiques 741 par d'autres amplis opérationnels plus performants et de même brochage.

III) REALISATION PRATIQUE :

Le circuit imprimé de la **figure 2** peut recevoir tous les composants du montage, y compris éventuellement les potentiomètres. Ces derniers auront cependant intérêt à être disposés au mieux sur la façade d'un éventuel boîtier. Des modèles rectilignes (47 k Ω) sont tout indiqués. Après avoir câblé cette carte conformément à la **figure 3**, on pourra réaliser les connexions d'entrée et de sortie sur des prises du modèle convenant aux équipements qui seront utilisés avec cet appareil. Notons que les niveaux d'entrée et de sortie sont de l'ordre de 500 mV.

IV) MISE EN ŒUVRE :

L'appareil étant alimenté sous 12 V environ, on pourra en vérifier le fonctionnement selon les points de repère suivants :

— si tous les potentiomètres sont à zéro, aucun signal ne doit traverser l'appareil,

— si tous les potentiomètres sont en position médiane, le signal ne doit pas subir de modification notable en traversant l'appareil.

— si tous les potentiomètres sont au maximum, le niveau de sortie doit être nettement supérieur au niveau d'entrée. A la limite, on peut observer un début de saturation si le signal d'entrée est important (plus de 700 mV).

Entre ces extrêmes, on peut se livrer à des essais intéressants en ne mettant en action que les potentiomètres de graves, ou ceux d'aigus (effets spéciaux) ceux de médium (effet de téléphone) ou ceux d'aigus plus ceux de graves (effet de présence).

En utilisation normale, une action modérée sur l'ensemble des potentiomètres permet de corriger les imperfections les plus flagrantes d'un local d'écoute ou d'un enregistrement, dans de très bonnes conditions.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances 5 % 1/4 W

R₁ 47 k Ω
R₂ 68 k Ω
R₃ 33 k Ω
R₄ 33 k Ω
R₅ 33 k Ω
R₆ 33 k Ω
R₇ 33 k Ω
R₈ 33 k Ω
R₉ 82 k Ω
R₁₀ 82 k Ω
R₁₁ 82 k Ω
R₁₂ 82 k Ω
R₁₃ 82 k Ω
R₁₄ 82 k Ω
R₁₅ 1 M Ω
R₁₆ 15 k Ω
R₁₇ 15 k Ω
R₁₈ 47 k Ω

P₁ : 47 k Ω

Condensateurs

C₁ 22 nF
C₂ 22 nF
C₃ 10 nF
C₄ 10 nF
C₅ 4,7 nF
C₆ 4,7 nF
C₇ 1 nF
C₈ 1 nF
C₉ 470 pF
C₁₀ 470 pF
C₁₁ 10 μ F
C₁₂ 22 μ F

Circuits intégrés

IC1 741
IC2 741
ou TBA 221 B

Divers

1 alimentation 12 V prises entrées-sorties fil blindé.

RADIO-PLANS

sera présent
au

SALON DU BRICOLAGE

du
31 octobre
au
11 novembre

au
C.N.I.T.

porte de Versailles
niveau 2
Zone perronnet
stand 593

●

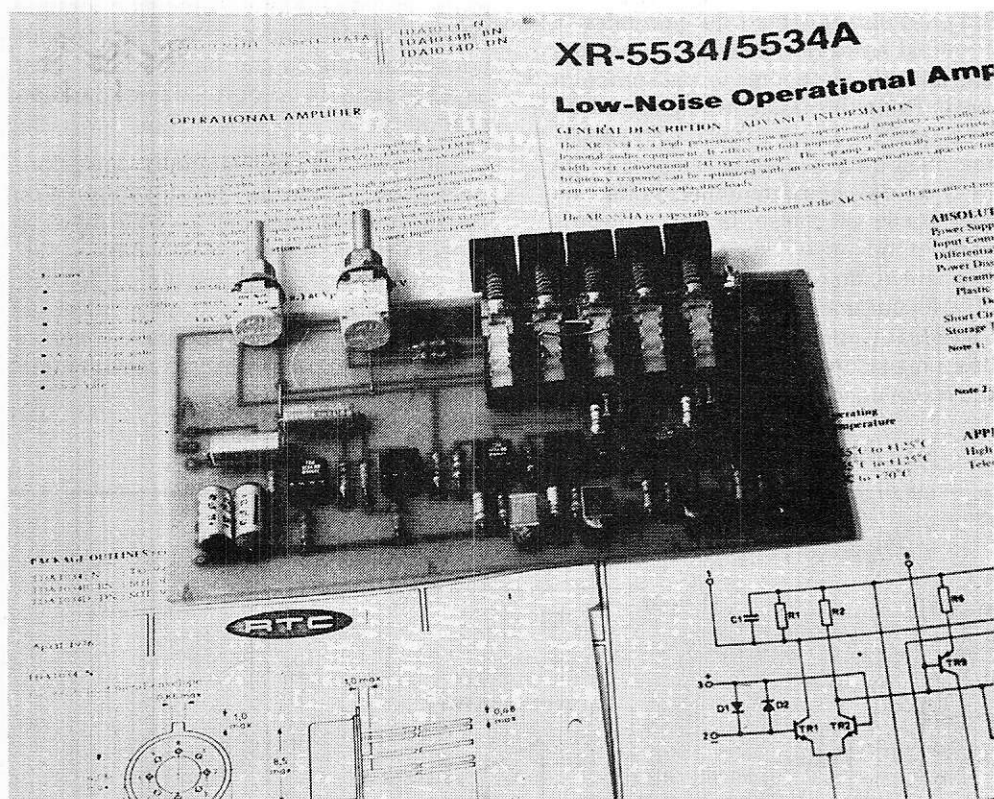
*Venez
nombreux !*

Montages pratiques

Tous les fabricants de circuits intégrés proposent des amplificateurs opérationnels faible bruit.

Ils sont très intéressants car ils permettent une réalisation très simple et peu coûteuse de préamplificateurs et d'étages d'entrée d'amplificateurs ayant de bonnes performances.

L'étage d'entrée de ces AOP est toujours composé d'une paire différentielle soit à transistors bipolaires, cas du TDA 1034 RTC ou équivalent Exar XR 5534 soit à transistors à effet de champ, cas des bifet TL 071 par exemple.



PREAMPLI sans correcteur

Ce préamplificateur a été conçu en utilisant un minimum de composants actifs et passifs et en minimisant le nombre de condensateurs de liaison. Ces deux points lui confèrent une bonne dynamique et un bon rapport signal sur bruit.

Le schéma de principe d'une voie du préamplificateur est représenté à la figure 1. On remarque trois entrées principales interdépendantes, une entrée RIAA destinée à recevoir le signal provenant d'une tête de lecture magnétique, une entrée di-

recte pouvant, par exemple, recevoir le signal de sortie d'un tuner FM et une entrée amplifiée qui sera très utile pour le raccordement d'un lecteur de cassette : en général les appareils bon marché disposent d'une sortie BF mais dont le niveau de sortie est beaucoup trop faible pour attaquer une entrée directe.

Cette entrée pourra aussi être utilisée pour un micro basse impédance, le gain de l'étage pourra alors être modifié suivant la sensibilité du micro.

L'entrée monitoring est utilisable dans deux cas, connexion d'un magnétophone ayant une tête de lecture et une tête d'enregistrement cas classique, ou plus simplement utilisation de la sortie enregistrement seule, vers un magnétophone n'ayant qu'une tête enregistrement-lecture.

On trouve ensuite le potentiomètre double de volume et le potentiomètre de balance, puis un étage de sortie amplificateur et adaptateur d'impédance.

PREAMPLIFICATEUR RIAA

Cet étage est tout à fait classique, la contre-réaction sélective est obtenue par le réseau R_2 , R_5 , R_6 , C_2 et C_3 , les composants sont calculés de manière à ce que la courbe de réponse réelle obtenue s'éloigne aussi peu que possible de la courbe théorique. Au cours des mesures nous n'avons remarqué aucun écart notable : + 0,2 dB à 4 kHz et + 0,3 dB à 20 kHz. Tous les composants utilisés sont des composants classiques : condensateurs Mkh et résistance à couche carbone 5 %. Il est d'ailleurs totalement inutile de chercher à améliorer ce résultat, l'oreille étant incapable de détecter une différence de niveau de 0,2 dB et le déphasage introduit par le décalage d'une fréquence de brisure étant infime puisqu'il n'entraîne qu'une variation de niveau de 0,3 dB.

L'impédance d'entrée, résultant de la mise en parallèle des résistances R_1 et R_3 150 k Ω et 68 k Ω vaut 57 k Ω .

Le condensateur C_1 : 0,1 μ F et la résistance R_3 : 68 k Ω forment un filtre passe haut dont la fréquence de coupure vaut environ 20 Hz. Ce filtre limite donc le gain aux très basses fréquences.

Le gain à 1 000 Hz vaut environ 95, soit 39,5 dB, pour une cellule courante délivrant 3,5 mV à 5 cm/s, la tension disponible en sortie de A_1 vaut environ 330 mV eff. A cette fréquence le préamplificateur sature pour une tension d'entrée de 77 mV eff, à 10 kHz, un niveau de 367 mV eff est nécessaire pour obtenir la saturation, et à 100 Hz 23 mV eff suffisent pour obtenir la saturation. Dans les trois cas cités le niveau de sortie juste avant écrêtage vaut 7 Veff. La réalisation du montage ne pose aucun problème, on pourra utiliser des supports et essayer différents amplificateurs opérationnels, tant sur le plan mesure que sur le plan écoute.

Si l'on utilise un ampli du type bifet TL 071 qui est assez bon marché, il n'est pas nécessaire de connecter la résistance de 47 M Ω : R_4 , inutile également pour un μ A 740 ou un 3522 J Burr Brown. Cette résistance n'est utile que dans le cas du TDA 1034 et est destinée à minimiser l'offset en sortie, si elle est omise, la sortie devient fortement négative ; si la sortie devient trop positive, on remplacera la résistance de 47 M Ω par une valeur plus faible 33 ou voire 22 M Ω . Cette résistance aurait pu être évitée en plaçant en série dans la résistance R_2 un condensateur de quelques di-

zaines de microfarads, il en aurait résulté une atténuation vers les fréquences basses, deux fois plus rapide. Dans la version proposée seul, C_1 introduit une atténuation mais avec seulement une pente de 6 dB par octave et non 12. Sur la maquette il n'a pas été nécessaire de compenser l'amplificateur en plaçant un condensateur de faible valeur entre les broches 5 et 8, la courbure RIAA correspondant à un filtre passe bas, la stabilité est toujours assurée. En cas d'accrochage, HF, un simple condensateur de 22 pF suffit.

Les mesures de bruit sont effectuées avec un multimètre DM 502 A, utilisé directement en dB, bien sûr cet appareil perd toute sa linéarité et sa précision lorsque l'on descend au-delà de 100 Hz, et l'on peut considérer que sa courbe de réponse est assez proche de la courbe de pondération normalisée A.

Pour tous les amplificateurs opérationnels utilisés, la tension de bruit en sortie du PA RIAA a été mesurée à - 61,3 dB et la tension maximale de sortie valant + 19,7 dB, la dynamique totale est donc de 81 dB.

Ce résultat n'est pas surprenant et les différences entre les différents AOP seront remarquées lors des mesures sous l'entrée linéaire amplifiée.

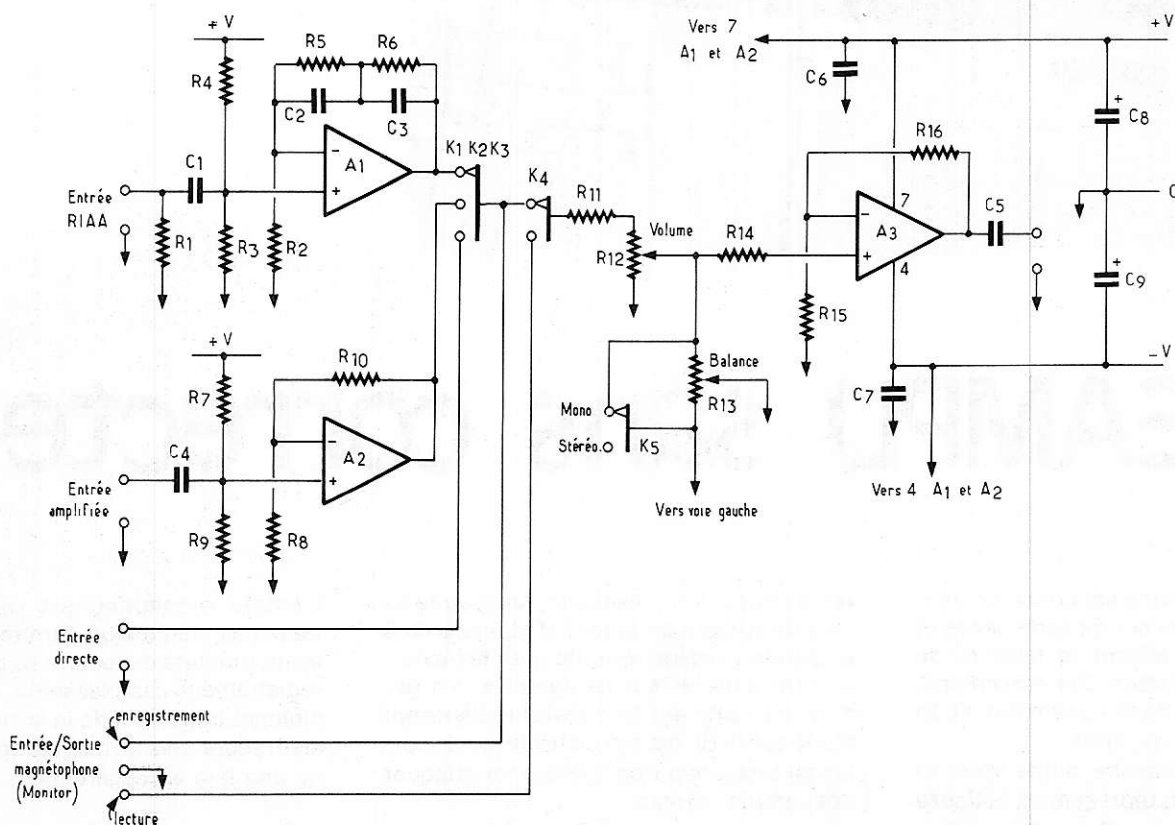


Figure 1

ENTREE LIN AMPLIFIEE

L'impédance d'entrée vaut $47\text{ k}\Omega$, elle est donc apte à recevoir les signaux provenant d'une source ayant une faible impédance de sortie, magnéto à cassette ou micro comme nous l'avons précédemment cité, mais cette liste n'est pas limitative. Le gain de l'étage est fixé par les résistances R_{10} et R_8 , avec les valeurs du schéma $470\text{ k}\Omega$ et $51\text{ k}\Omega$, le gain vaut 10,2 et $R_9 = R_{10} // R_8$: $47\text{ k}\Omega$. Dans le cas d'un appareil à cassette, ce gain doit être suffisant, dans le cas d'un micro, il est par contre nettement insuffisant, la résistance R_{10} passera à $4,7\text{ M}\Omega$ et R_8 à $47\text{ k}\Omega$ R_9 reste inchangée, le gain est considérablement augmenté : 101, au détriment de la bande passante bien sûr, mais grâce au TDA 1034, on peut encore passer toute la bande audio, ce qui n'est plus le cas des autres AOP.

Avec les valeurs du schéma, gain de 10,2, nous avons essayé quatre AOP :

TL071, $\mu\text{A } 740$, 3522 J et TDA 1034. Les mesures sont assez concluantes :
TL071, BP à -3 dB 310 kHz B = -59,4 dB
TDA 1034 BP à -3 dB 250 kHz B = -60,9 dB
 $\mu\text{A } 740$ BP à -3 dB 150 kHz B = -63,8 dB
3522 J BP à -3 dB 25 kHz B = -65,2 dB

Pour un niveau maximal de sortie de +20,8 dB, correspondant à une tension de sortie avant écrêtage de 29 volts, crête à crête, identique pour les quatre AOP testés, la dynamique vaut respectivement 79,60, 81,10, 84, et 85,4 dB. Notons que dans le cas où le TDA 1034 est compensé grâce à un condensateur de 22 pF connecté entre les broches 5 et 8, la bande passante à -3 dB est ramenée à 200 kHz, le temps de montée vaut alors $2\text{ }\mu\text{s}$, l'overshoot est réduit à quelques pourcents et le bruit diminue -61,2 dB, ce qui donne 31,4 dB de dynamique.

La résistance R_7 22 à $47\text{ M}\Omega$ n'est pas nécessaire si la relation $R_9 = R_8 // R_{10}$ est exactement vérifiée. La manipulation est simple à faire en plaçant un voltmètre ou la sonde de l'oscillo en sortie de l'ampli op. On agit sur R_7 pour minimiser l'offset : amener la sortie le plus près possible de zéro.

Le niveau de saturation à l'entrée ne dépend que du gain donné à l'étage, s'il vaut 10, il faut 0,95 Veff pour saturer la sortie et si le gain vaut 100, il faut seulement 95 mV eff.

en fonction de la position du potentiomètre de volume et de balance, et de l'interrupteur MONO/STERO. En position stéréo, cette impédance varie entre $120\text{ k}\Omega$ et $40\text{ k}\Omega$, valeur amplement suffisante. On s'assurera simplement qu'un condensateur de liaison existe dans l'appareil que l'on connecte au préampli.

Ces mêmes remarques s'appliquent aux entrée/sortie : monitoring.

AMPLIFICATEUR DE SORTIE

L'amplificateur de sortie est placé directement après le potentiomètre de volume.

A ce propos, il est bon de remarquer que nous avons utilisé un potentiomètre Po A, linéaire pour de nombreuses raisons, plus faible prix, facilité d'approvisionnement, meilleur appariement des deux pistes, qu'un potentiomètre loi B ; logarithmique.

L'amplificateur constitué autour de A3 présente une grande impédance d'entrée et ne charge donc pas le potentiomètre, la sortie est à basse impédance, donc tout à fait adaptée pour l'attaque d'un amplificateur de puissance. Le condensateur C5 pourra être omis si l'ampli est pourvu d'un condensateur de liaison.

Le gain de l'étage a été fixé à 3, dans le cas de la cellule préalablement citée, la tension de sortie du PA vaut environ 1000 Veff ce qui doit être amplement suffisant pour attaquer de nombreux amplificateurs. Il est d'ailleurs regrettable que les impédances d'entrée et niveaux d'entrée ne soient pas standards. On trouve toute une variété de sensibilités d'entrée autour de 0 dBV dans une plage atteignant parfois 10 dB, +4 ou +5 dB pour certains amplis américains et -4 dB pour de nombreux amplis européens, il nous semble que 0 dB soit un compromis intéressant, soit 1 Veff pour la puissance nominale.

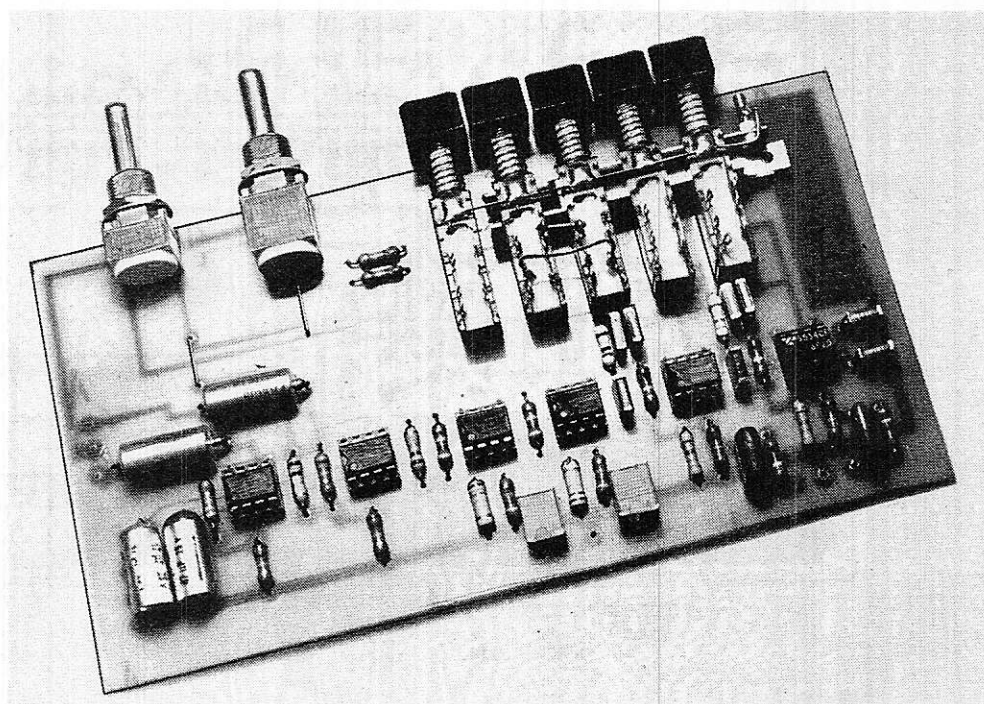
Si le niveau de sortie n'est pas suffisant on augmentera R_{16} et diminuera R_{15} . 47 k Ω et 10 k Ω pour un gain de 6, soit une tension de sortie de 1,9 Veff.

L'adjonction d'un étage supplémentaire dégrade le rapport S/B. Pour l'étage linéaire la dynamique vaut désormais 79,6 dB contre 85,4 dB précédemment et plus le gain de l'étage de sortie est augmenté, plus le rapport S/B devient mauvais.

ALIMENTATION

On pourra utiliser une alimentation classique. Transformateur torique suivi d'un filtrage en tête énergétique, régulateur intégré et filtrage final. Les lignes d'alimentation sont découplées sur le circuit imprimé dont le tracé des pistes est visible à la figure 2 et l'implantation des composants aux figures 3 et 3 bis. La tension d'alimen-

Lacarte préamplificateur. Ce montage a été équipé en TDA 1034 RTC et en XR 5534 Exar.



ENTREE DIRECTE

Rien à dire sur cette entrée, l'attaque se situe directement sur le potentiomètre de volume, l'impédance d'entrée est variable

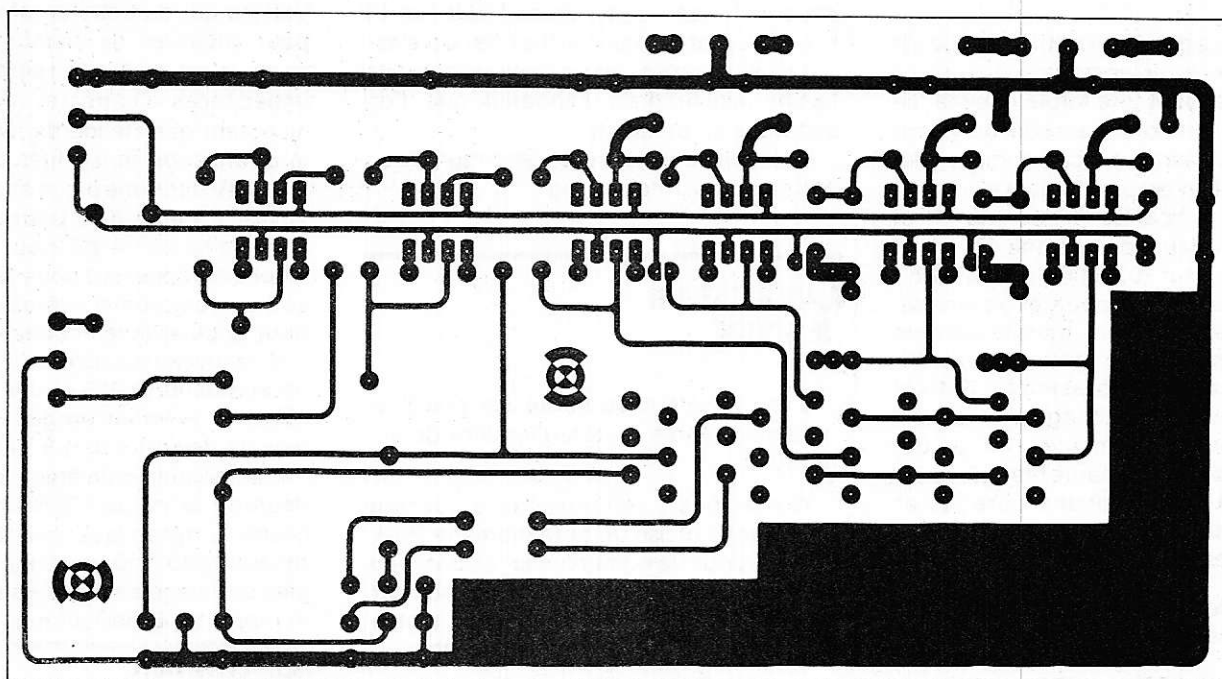


Figure 2

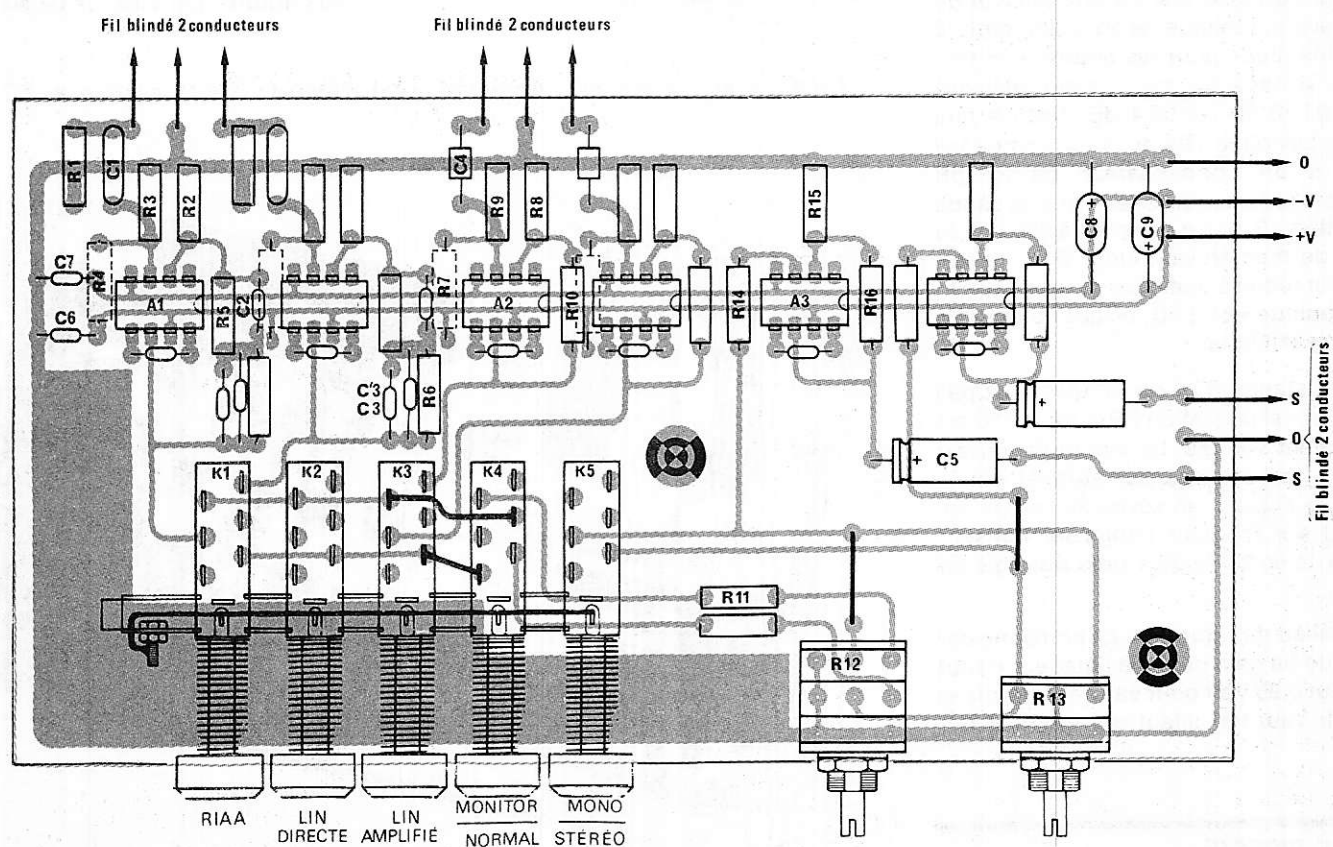


Figure 3

Vers les prises arrières
DIN, RCA, CANNON, LEMO etc
suivant normalisation

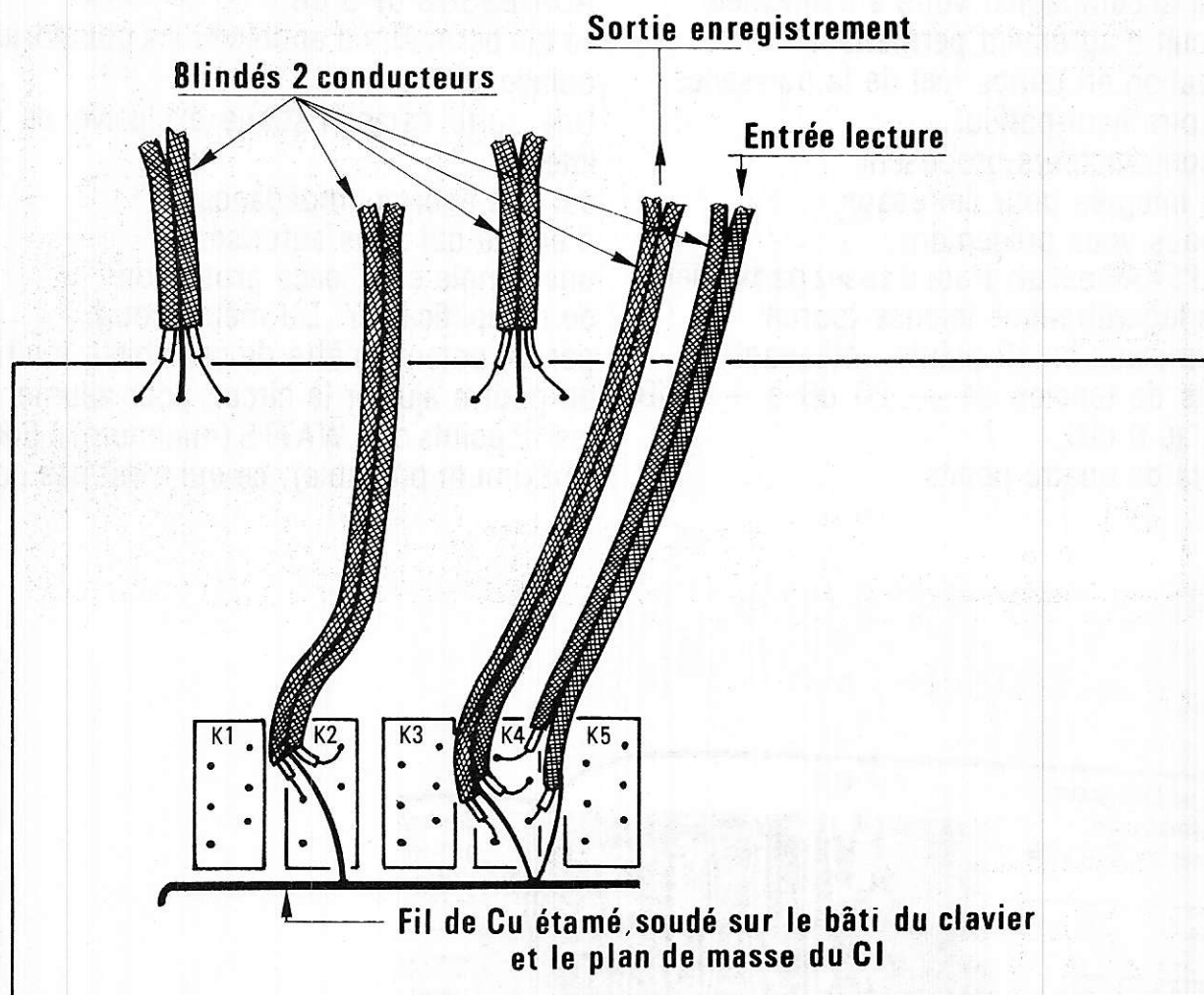


Figure 3 bis

tation peut être quelconque entre 10 et 18 volts, mais les meilleurs résultats sont obtenus avec 18 V, c'est avec cette valeur ± 18 V que nous avons effectué tous nos essais.

On peut utiliser une alimentation commune, ce que nous avons fait ou mieux : une alimentation par voie.

Le transformateur peut être du type 2 x 18 V 5VA, le redresseur quatre diodes 1N 4004 meilleur marché qu'un pont moulé et les régulateurs du type 7818 et 7918 en boîtier TD 220. Le filtrage après le pont peut être assuré par deux condensateurs de 4700 μ F 40 V.

Ce préamplificateur est simple et très peu coûteux. Il est tout à fait indiqué pour fonctionner avec les montages de la revue.

F. de DIEULEVEULT

Nomenclature

Résistances

R1 150 k Ω
R2 330 k Ω
R3 68 k Ω
R4 47 M Ω TDA 1034 seulement
R5 220 k Ω
R6 27 k Ω
R7 47 M Ω TDA 1034 seulement
R8 51 k Ω
R9 47 k Ω
R10 470 k Ω
R11 22 k Ω
R12 2 X 100 k Ω A
R13 47 k Ω A
R14 10 k Ω
R15 15 K
R16 33 k Ω

Circuits intégrés

CI1 TDA 1034/NE 5534 TL 071
CI2 à CI6 TDA 1034/NE 5534 TL 071

Condensateurs

C1 0,1 μ F
C2 15 nF
C3 1,5 nF // 1 nF
C4 1 μ F
C5 68 μ F 16 V
C6 22 nF
C7 22 nF
C8 47 μ F 25 V
C9 47 μ F 25 V

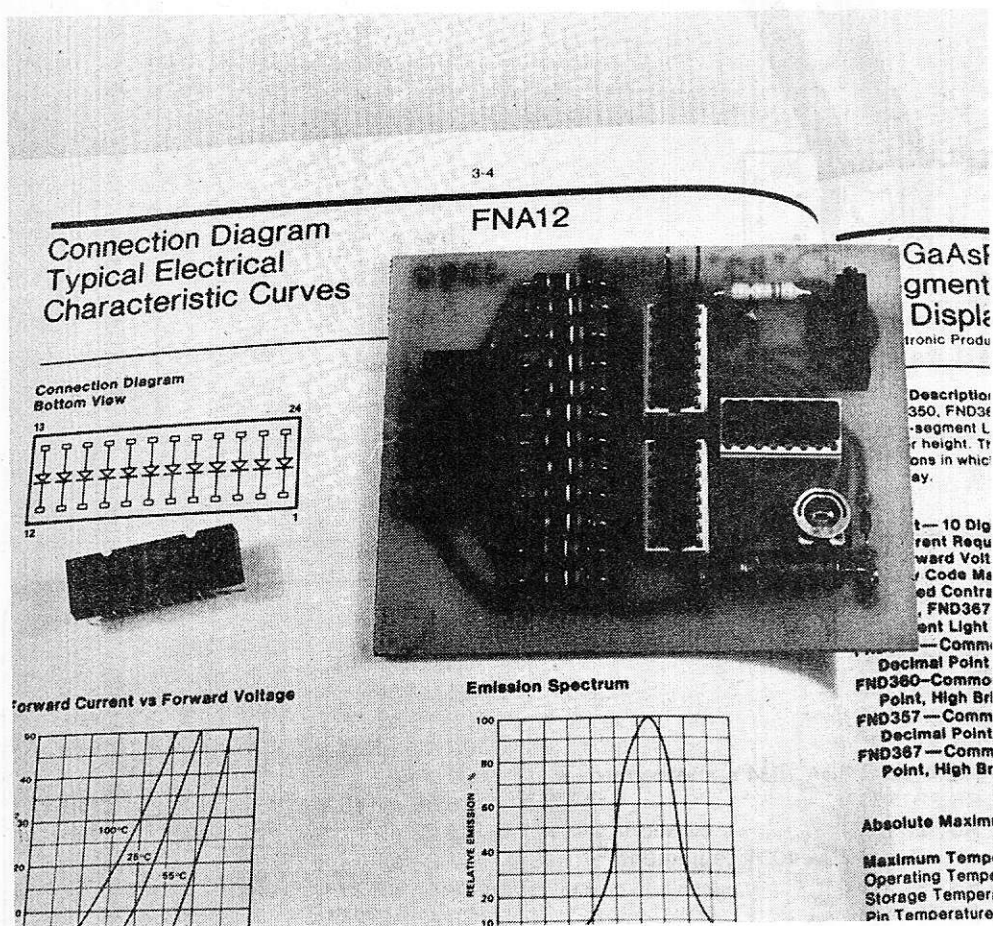
Divers

Clavier Jeanrennaud
5 inverseurs bipolaires
1 bâti 5 touches
1 tige de renvoi pour 3 boutons
5 boutons
1 ressort de renvoi.

Montages pratiques

Voici pour accompagner votre amplificateur un petit circuit d'agrément permettant une visualisation en temps réel de la puissance délivrée à votre haut-parleur. Différents constructeurs proposent des circuits intégrés pour cet usage. Celui que nous vous présentons, le XR 2276 d'EXAR est un produit assez particulier. Son échelle logarithmique intense fournit un ruban lumineux en 12 points, indiquant des rapports de tension de -20 dB à $+8$ dB (référéncés au 0 dB). On disposera de quatre points

AU-DESSUS de 0 dB, ce qui permettra d'apprécier les plus fortes surmodulations. Une autre caractéristique exclusive de ce circuit intégré est son énorme impédance d'entrée qui nous autorisera une simple et efficace protection de l'amplificateur. Du même coup, par un potentiomètre de sensibilité multitours, on pourra ajuster le circuit pour allumer les 12 points de 5 WATTS (minimum) à 500 WATTS (maximum probable), ce qui n'est pas commun...



Contrôleur optoélectronique de niveau audio

1) PRESENTATION RAPIDE DU XR 2276

Dans son boîtier 16 pin, ce circuit intégré comprend une échelle de comparateurs pré-réglés pour une progression logarithmique étendue. Une référence interne est prévue pour calibrer avec précision le niveau étalon de 0dB, ajustable extérieurement.

L'entrée réagit aux signaux continus de polarité positive. La gamme possible est de -1 V à $+10\text{ V}$ (valeurs limites). En fait la rampe complète est allumée pour une tension de $+6,5\text{ V}$ environ. Dans cette valeur, on déduira $+1,25\text{ V}$ non significatifs (les premiers). Nous entendons par là que cette tension est une valeur de consigne, pour laquelle AUCUNE diode n'est allumée. Ainsi, on verra apparaître le point -20 dB vers $+1,5\text{ V}$ d'entrée. Le 0 dB s'allumera alors vers $3,35\text{ V}$, et le $+8\text{ dB}$ vers $+6,5\text{ V}$ environ.

Le circuit d'entrée a une impédance typique de $250\text{ M}\Omega$ de $25\text{ M}\Omega$, ce qui simplifiera bien des choses pour nous.

Parce que le XR 2276 a été initialement prévu pour permettre la commande de tubes fluorescents basse tension, sa limite d'alimentation est portée à 24 V . Ici, par souci de disponibilité, on lui fera piloter des diodes LED, et on l'alimentera sous 12 V au maximum.

Dans ce cas, une interface s'est avérée nécessaire pour dépasser le courant de sortie maximum de 5 mA . Enfin, nous dirons que ce circuit intégré est robuste, et que tous ses transistors sont à jonctions (aucun MOS), ce qui n'impose aucune précaution particulière lors de sa manipulation.

2) LE SCHEMA DE PRINCIPE RETENU

Reportez-vous à la **figure 1**. Pour élaborer le circuit d'entrée le plus économique possible, nous avons écarté la solution d'un amplificateur de mesure. Dans ce cas, il nous aurait été possible de visualiser de faibles tensions (préamplificateur par exemple), mais au prix d'une plus grande complexité de schéma.

De la même façon, nous n'avons pas placé l'entrée (pin 1) à un potentiel de consigne de $+1,25\text{ V}$ pour les mêmes raisons de simplicité. Nous souhaitions réaliser un simple contrôleur audio permettant d'apprécier la valeur INSTANTANEE de la tension présente aux bornes des enceintes. Ceci élimine le besoin d'un redressement et filtrage par diode et capacité, rencontré dans les détecteurs de CRÊTE.

Nous pensons que de par la nature réactive du H.P., une mesure de puissance basée sur une mesure de tension uniquement n'est pas exacte. Il faudrait relever le courant aussi, et faire le produit. Ceci est une autre histoire. De plus, nous avons voulu que la gamme d'utilisation couvre tous les amplitudes du marché, sans danger pour eux, ni pour le circuit lui-même.

Chacun sait qu'une impédance d'entrée élevée signifie pour les calculs que l'on a affaire à une commande en tension, à courant négligeable. On va donc créer un diviseur de tension réglable avec de très fortes valeurs chimiques. La résistance R_1 de $220\text{ k}\Omega$ sera invariable, tandis que le potentiomètre P_1 de $1\text{ M}\Omega$ constituera l'élément de réglage général de sensibilité.

Il était important de conserver R_1 élevée dans tous les cas d'utilisation. R_1 protège d'une part l'amplificateur d'un éventuel débit dans une charge trop faible, d'autre part la zener D_1 sur l'entrée du XR 2276. Or, cette zener ne doit pas être détruite, car elle rend la XR 2276 quasiment invulnérable.

Si on considère cette Zener comme une simple diode montée en inverse, elle élimine les alternances négatives du signal B.F. au-delà de $-0,6\text{ V}$, valeur tolérée par l'intégré. Si cette Zener n'est vue que dans son rôle de régulatrice, on comprend qu'elle absorbera de l'énergie EN CAS DE DEPASSEMENT de son seuil d'action. Par sa valeur de $9,1\text{ V}$, elle empêche donc les signaux d'entrée de trop grande amplitude d'endommager IC_1 , limité à $+10\text{ V}$.

Pour la beauté de la chose, nous avons prévu une compensation en haute fré-

quence, c'est le pourquoi de C_2 . Cette petite valeur céramique conduit mieux que l'ensemble résistif $R_1 + P_1$ dont la somme élevée donne un rôle d'atténuation aux inductances et capacités parasites du câblage. C'est le seul inconvénient des fortes résistances série en alternatif, elles donnent de l'importance aux défauts de réalisation. On évite donc par C_2 une chute de bande passante dans l'extrême aigu. Si, par contre, C_2 était trop élevée, ou verrait remonter la sensibilité dans le haut du spectre. La valeur de C_2 augmente proportionnellement avec le taux d'atténuation nécessaire à votre utilisation.

Le potentiomètre P_2 permet le calibrage exact du point de référence, soit 0 dB . Dans notre cas, on peut le remplacer par une résistance de $5,1\text{ k}\Omega$, car P_1 suffit. En utilisation professionnelle, console, sonomètre, ce potentiomètre sera par contre indispensable, c'est évident. Il permet un déplacement d'environ $\pm 1\text{ dB}$ (autour du 0 dB).

Les sorties sont capables de délivrer 5 mA chacune. Elles sont à zéro en l'absence de commande. Dans le cas inverse, elles présentent un 1 logique qui tend vers le $+d'$ alimentation (moins un volt environ).

Pour utiliser un affichage « solid-state » comme le nôtre, il faut amplifier en courant chaque sortie. C'est le rôle d'un buffer inverseur logique. Nous avons immédiatement songé à un réseau de Darlington maintenant connu du lecteur. Sur les sept voies disponibles, une sera mise à la masse, et six exploitées. Donc les deux boîtiers XR 2203 (ou XR 2204) de référence IC_2 et IC_3 permettront d'attaquer un bloc de 12 diodes sans souci.

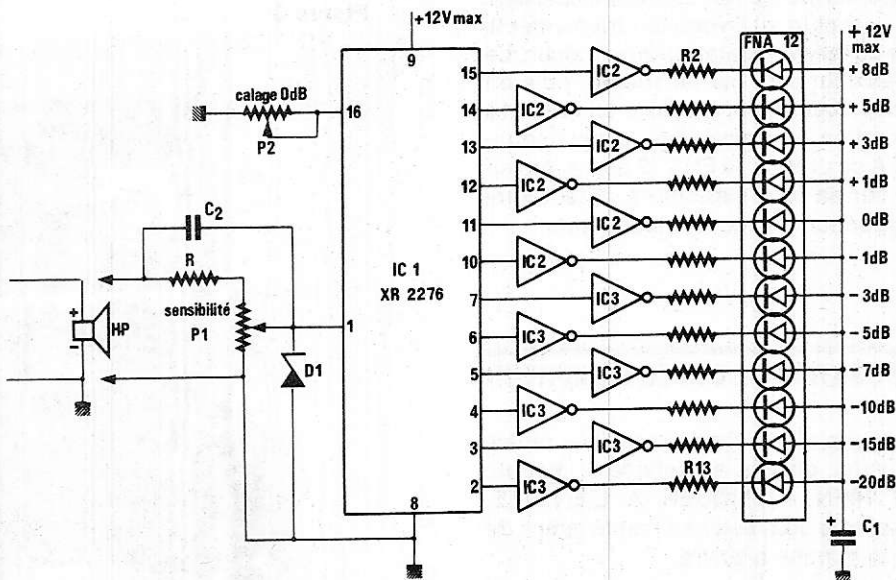


Figure 1

Ce bloc est un FNA 12 de Fairchild. Il est rouge, totalement translucide, et assez séduisant du point de vue utilisation. Son brochage dual-in-line à 2 fois 12 pin permet l'utilisation en Anode ou Cathode commune. Notre circuit est monté en Anode commune. Les résistances R2 à R13 limitent le courant moyen dans les LED à une valeur donnant en dynamique une luminosité suffisante.

Avec 390 Ω de limitation avec 1,6 V par diode, et environ 0,7 V par élément du buffer, on compte en 12 V une tension aux bornes de chaque résistance de 9,7 V. Il passe donc 25 mA dans chaque LED en service. Ceci laisse supposer en statique une dissipation assez importante. Néanmoins en dynamique, et c'est le but recherché, la luminosité est excellente.

3) LE CIRCUIT IMPRIME

Nous vous le proposons en **figure 2**. Il correspond à un canal, et sera réalisé en double exemplaire. Pour vous permettre de plus grandes libertés au niveau du réglage d'entrée, nous avons implanté côte à côte deux potentiomètres P1. L'un sera un modèle 10 tours préféré avec des amplis puissants, l'autre un modèle ordinaire horizontal. Il est évident que l'on mettra **l'un ou l'autre** selon ses propres disponibilités, **mais pas les deux**.

Le circuit proposé pourra être l'occasion de s'entraîner avec le stylo spécial pour nos jeunes lecteurs hésitants. Percez les trous en 1 mm à travers une photocopie du tracé, reliez au feutre, laissez sécher. Avant gravure, grattez les erreurs avec une pointe acérée, si tout est correct, trempez au perchlorure de fer. L'encre disparaîtra avec du trichlo, et il vous faudra étamer le cuivre au fer avec de la soudure fraîche. Le flux résiduel sera ôté au trichlo, puis on pourra placer les composants en veillant à l'orientation correcte des semiconducteurs. A ce propos, le FNA 12 est repéré en relief sur sa face supérieure, il faut faire coïncider son 1 avec les documents.

4) UTILISATION DE L'OPTO-INDICATEUR

Avec une alimentation stabilisée réglée sur 9 volts, on met en service le module **SANS RIEN APPLIQUER A L'ENTREE**. Cette entrée doit rester en l'air le temps de noter la marche à suivre.

Posez simplement le doigt sur le point chaud de l'entrée. Cette opération allume la majorité des LED du FNA 12. Posez alors le doigt sur les DEUX cosses d'entrée. Le

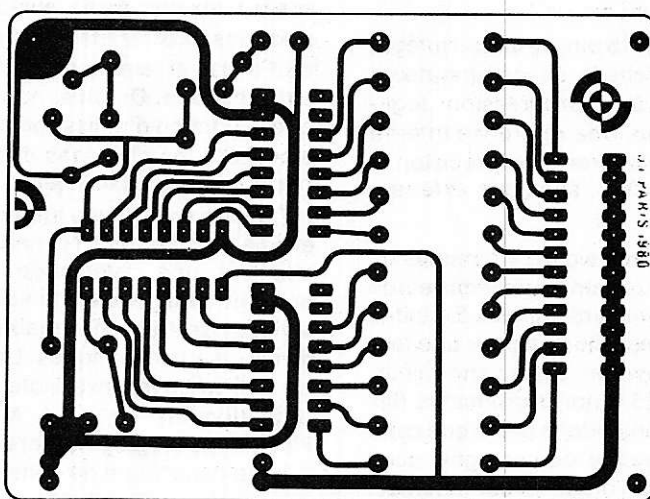


Figure 2

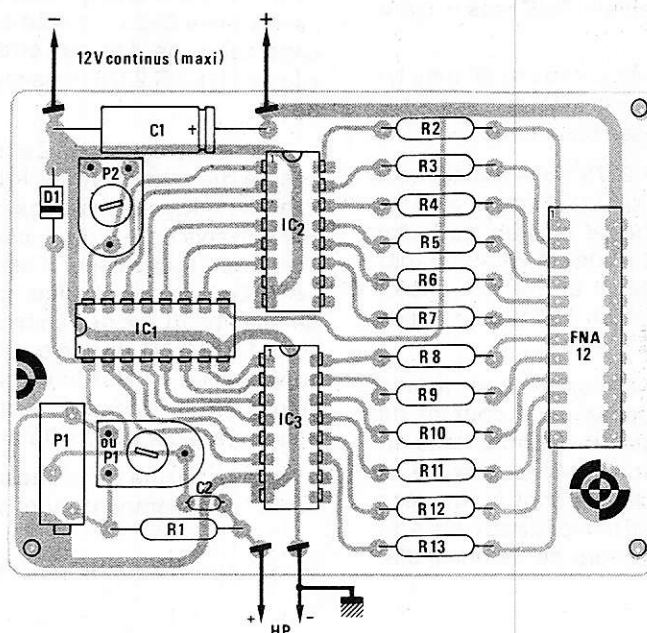
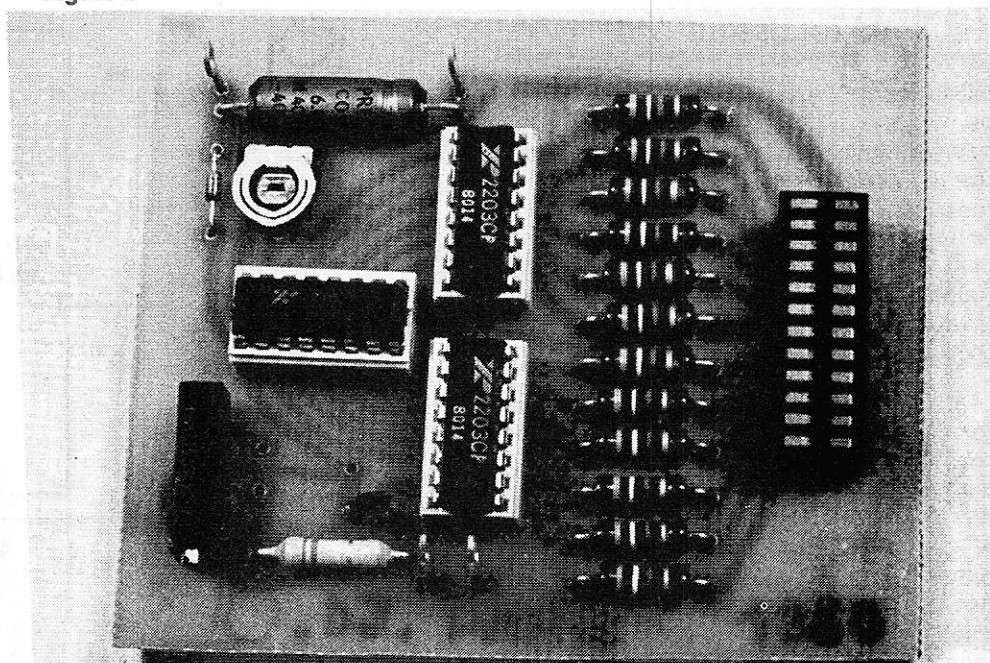


Figure 3



shunt variable à la masse s'affiche visiblement. C'est un détecteur de mensonges en bar-graph pour le même prix.

Observez et notez ensuite le sens de rotation du potentiomètre P₁ qui réduit la sensibilité. P₂ sera placé à mi-course, aucune importance dans notre cas. Placez P₁ à fond dans le sens qui éteint le barreau de LED.

L'amplificateur concerné sera raccordé en l'absence de son au module. Placez les fils comme sur la **figure 1** pour respecter la masse de l'ensemble. Montez lentement le générateur BF jusqu'à l'écrêtage de l'amplificateur. Réglez P₁ pour lire 0 dB sur le barreau de LED. C'est fini. La finition possible consiste à ajuster la valeur de C₂ pour obtenir à 15 kHz la même indication lumineuse.

Dans le cas d'une tension d'alimentation de 12 volts, il faut une légère retouche sur P₁. Ne pas dépasser 12 volts pour réduire les pertes thermiques.

Finalement, tout utilisateur pourra apprécier ce système, même si la calibration est hors de toute grandeur étalon, donc même en l'absence d'appareils de mesure. Vous pouvez ajuster le 0 dB DE VOTRE CHOIX, c'est l'avantage principal. Cela étant, l'échelle logarithmique est précise et donc les écarts aussi, ce qui donne une indication SÉRIEUSE sur l'utilisation de la puissance.

Au titre de complément d'information, nous vous donnons ci-dessous un tableau permettant de concrétiser tout cela :

5) CONCLUSION

Nous espérons contribuer à élargir votre panorama des vu-mètres et autres indicateurs optoélectroniques. Ce circuit intégré permettait une indication de qualité avec peu de composants, nous n'avons pas su résister au plaisir de vous le proposer.

D JACOVOPoulos

Niveau Relatif	Ampli n° 1	Ampli n° 2	Relation	arithmétique
+ 8dB	125,6 W	188,4 W	2,512	multiplication
+ 5dB	88,9 W	133,3 W	1,778	
+ 3 dB	70,65 W	106 W	1,413	
+ 1 dB	56,1 W	84 W	1,122	
0 dB	50 Watts	75 Watts	1	
- 1 dB	44,5 W	66,8 W	1,122	division
- 3 dB	35,4 W	53 W	1,413	
- 5 dB	28 W	42 W	1,778	
- 7 dB	22,3 W	33,5 w	2,239	
- 10 dB	15,8 W	23,7 W	3,162	
- 15 dB	8,9 W	13,3 W	5,623	
- 20 dB	5 W	7,5 W	10	

Nomenclature

Résistances

1/2 W à couche de carbone 5 %

R1 = 220 kΩ

R2 = 390 Ω

R3 = 390 Ω

R4 = 390 Ω

R5 = 390 Ω

R6 = 390 Ω

R7 = 390 Ω

R8 = 390 Ω

R9 = 390 Ω

R10 = 390 Ω

R11 = 390 Ω

R12 = 390 Ω

R13 = 390 Ω

P₁ = 1 MΩ — 10 tours ou 1 tour (horizontal)

P₂ = 10 kΩ — 1 tour (implantation horizontale).

Condensateurs

C₁ = 10 μF / 16 V chimique

C₂ = 10 pF à 27 pF (selon réglage de P₁)
céramique miniature

Circuits intégrés

IC1 = XR 2276 (EXAR)

IC2 = IC3 :

• XR 2203 ou 2204 (EXAR)

• ULN 2003 ou 2004 (SPRAGUE, TEXAS ou RTC)

• MC 1413 ou 1416 (Motorola)

• F 9667 ou 9668 (Fairchild)

• L 203 ou 204 (SGS-Ates)

Autres semi-conducteurs

Bloc de 12 LED en barreau : FNA 12 de FAIRCHILD (couleur rouge)

D1 = BZX 79 C 9 V 1

Divers

Supports éventuels :

• 3 modèles 16 pin (IC'S)

• 3 modèles 8 pin (pour le FNA 12)

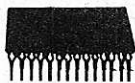
• Cosses picot.

COMPOSANTS TTL-CMOS

Du 7 400 au 74 368 et du CD 4000 au CD 4539
Tous nos composants sont d'origine et vendus à des prix
usines.
Tarif et liste sur demande.

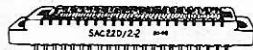
MICROPROCESSEURS

ZILOG 280 ...
MOSTEK MK 3870, MK 3880
MOTOROLA 6800, 6803
INTEL 8080, 8085 ...
ROCKWELL 6502
NATIONAL SEMI-CONDUCTOR SCMP
SYNERTEK 6502
Nous distribuons des unités centrales (CPU) mais aussi et
surtout tous les composants périphériques
Tarifs et liste sur demande.



CONNECTEURS

Du 2,54 au 3,96 en passant par la DB 25
Tous les connecteurs courants sur stock.
Tarif et liste sur demande.



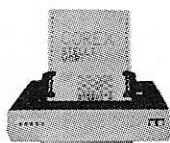
MICRO-ORDINATEURS

COREX 800

Imprimante à aiguille 60 lignes/minute compacte, imprime
des caractères alphanumériques ou graphiques.
Tous les modes de fonctionnement standards sont intégrés
dans cette imprimante de faible coût.

- double générateur de caractères, dont un programmable
par votre système
- Entraînement par tracteur à ergot ajustable.
- Programmation du nombre de caractères par ligne (72, 80,
96, 120, 132).
- Interface série RS 232 C ou boucle de courant (16 vitesses
de transmission).
- Interface IEEE avec sélection du port utilisé.
- Interface standard industrielle parallèle.

PRIX : 3 994 F



CARTES CHIEFTAIN

de Smoke Signal Broadcasting
Nous ne vous proposons pas avec cet ensemble de cartes, un
ensemble figé et disparate, mais toute une famille incluant le
HARD et le SOFT. Cette famille permet en partant d'une base
peu coûteuse de construire un véritable système de gestion
avec 4 M. octets de floppy, une UC à base de 6809, et jusqu'à
128 K de RAM.

CONTROL BOARD D/Densité	2 760 F
MOTHER BOARD	1 425 F
PARALLÈLE BOARD	456 F
DUAL SERIAL BOARD	620 F
VIDEO BOARD	2 435 F
CPV BOARD 6809	1 850 F

Renseignements sur place ou contre enveloppe tim-
brée.



AIM 65

Pour apprendre ou s'amuser l'AIM est certainement l'un des
produits les mieux adaptés à l'initiation et au développement.

- Assembleur éditeur 8 K
- 4 K de RAM — 1 K d'origine (2114)
- Imprimante thermique alphanumérique
- Afficheur alphanumérique 20 digits
- Interface K7 (2 standards)
- Interface série et parallèle
- Clavier ASCII

PRIX : 3 351 F

OPTIONS

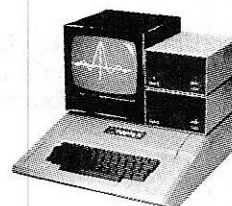
• MACRO ASSEMBLEUR 4 K	720 F
• BASIC 8 K	940 F
• 1 K RAM (2 x 2114)	128 F
• Vidéo (16 lignes 64 caractères)	1 584 F
• Coffret	635 F
• Papier, 4 rouleaux	35,70 F
• Programmeur (2708/2716)	1 240 F
• Carte 16 K	2 910 F
• Carte fond de panier	1 410 F

APPLE

Des trois leaders du marché américain APPLE est le seul à
offrir du graphisme haute résolution mais surtout il est main-
tenant supporté en Europe par une infrastructure logicielle
sans équivalent.



APPLE PLUS 16 K	6 996 F
32 K	7 779 F
48 K	8 650 F
Floppy avec contrôleur 5" 116 K	3 774 F
Floppy sans contrôleur 5" 116 K	3 108 F
Double floppy 8" avec contrôleur 512 K	14 400 F
Extension caractères minuscule	598 F
ROM auto-start	388 F
Tablette graphique	4 650 F
Modulateur noir et blanc	222 F
Carte RVB	865 F
Carte SECAM	1 087 F
Sortie parallèle	1 354 F
Sortie série RS 232 C	1 354 F
Carte VIDEOTERM (permet d'afficher 24 x 80)	2 564 F
Carte horloge avec batterie	2 280 F
Carte Z 80	2 830 F
Carte language (PASCAL + BASIC INTEGER + APPLE SOFT)	2 886 F
Carte proto wrapping	144 F
Carte vidéo et caméra	2 886 F
Carte interface VOCAL	1 554 F
Moniteur noir et blanc	1 250 F
Moniteur couleur avec RVB	4 084 F
Imprimante COREX 800B	3 994 F
Imprimante OKI 5200	5 620 F
Disquette pour floppy 5"	34 F
Disque pour floppy 8"	71 F



TÉLÉPHONE SANS FIL

Coupez le fil mais gardez la ligne.

Composé de 2 éléments, cet appareil vous libère des
contraintes des postes fixes.

- Le boîtier électronique muni d'une prise P et T se branche à
la place de votre combiné actuel. Il se dissimule aisément.
- Le combiné émetteur-récepteur avec antenne et clavier à
touche, sans fil, vous permet de recevoir et de demander
toutes vos communications dans un rayon de 100 m.

PRIX : 1 693 F

Nous devons vous rappeler que pour l'instant l'utilisa-
tion de ce matériel n'est pas permise en France (code P
et T, article L 89).

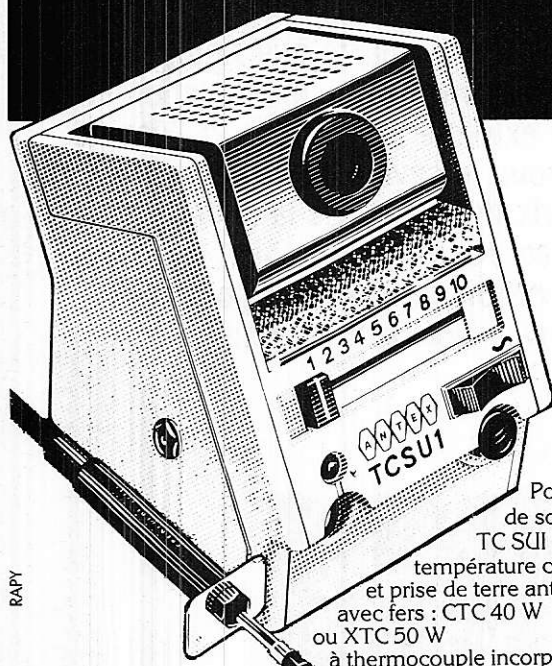


SMOKE SIGNAL BROADCASTING

39 rue DAVY. PARIS 75 017. M^{re} Guy Moquet ou Brochant.

ELECTRONICIENS

POUR FAIRE DES SOUDURES PRECISES ET RAPIDES
ET PROTEGER VOS SEMICONDUCTEURS
OPTEZ pour les **ANTEX**



C24
15 W 24 V
C220
15 W 220 V

X25
25 W 230 V

CX17
17 W 230 V

MLX 25 W 12 V

Poste
de soudure
TCSU1 à
température contrôlée
et prise de terre antistatique
avec fers : CTC 40 W
ou XTC 50 W
à thermocouple incorporé

grande variété de pannes longue durée

ANTEX

AGENTS GENERAUX POUR LA FRANCE

ETS V. KLIATCHKO

6 bis, Rue Auguste Vitu - 75015 PARIS

Tél. : 577.84.46

demande de documentation R.P.
FIRME ou NOM
ADRESSE



MODÈLE **CA 680**

1333

Un multimètre numérique de poche

**FIABLE
ROBUSTE
PRÉCIS**

entièrement protégé, pour
toute application électrique,
électromécanique ou électronique

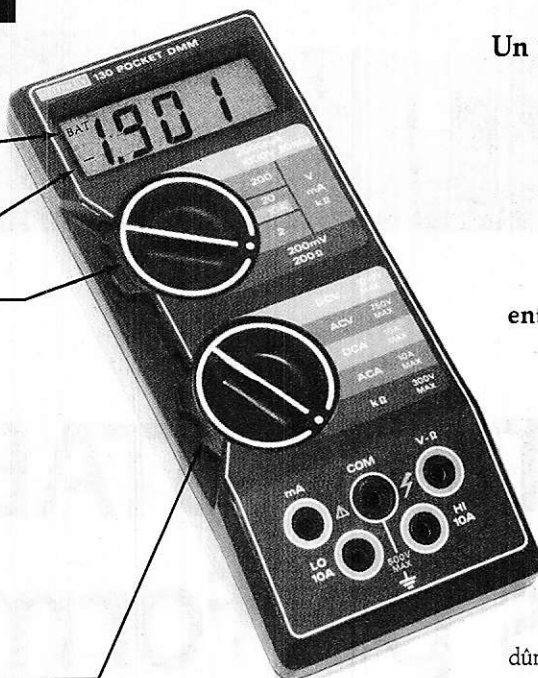
Indicateur d'usure
de la pile

Polarité automatique

Commutateur de gammes

- Tension Continue
100 μ V - 1000 V
- Tension Alternative
100 μ V - 750 V
- Courant Cont. et Alt.
1 μ A - 10 A
- Résistance
0,1 Ω - 20 M Ω

Commutateur de fonctions



Pour tout renseignement

veuillez retourner

le coupon

ci-joint

dûment complété

Coupon-réponse

à retourner à **CA**

8, rue J. Dolfus - 75018 PARIS

Tél. 627.52.50

Monsieur _____

Société _____

Service _____

Adresse _____

Tél. _____

Code postal _____

désire recevoir sans engagement de sa part :

☐ Documentation

☐ Offre de prix

☐ Visite d'un ingénieur

KEITHLEY

KEITHLEY Instruments SARL

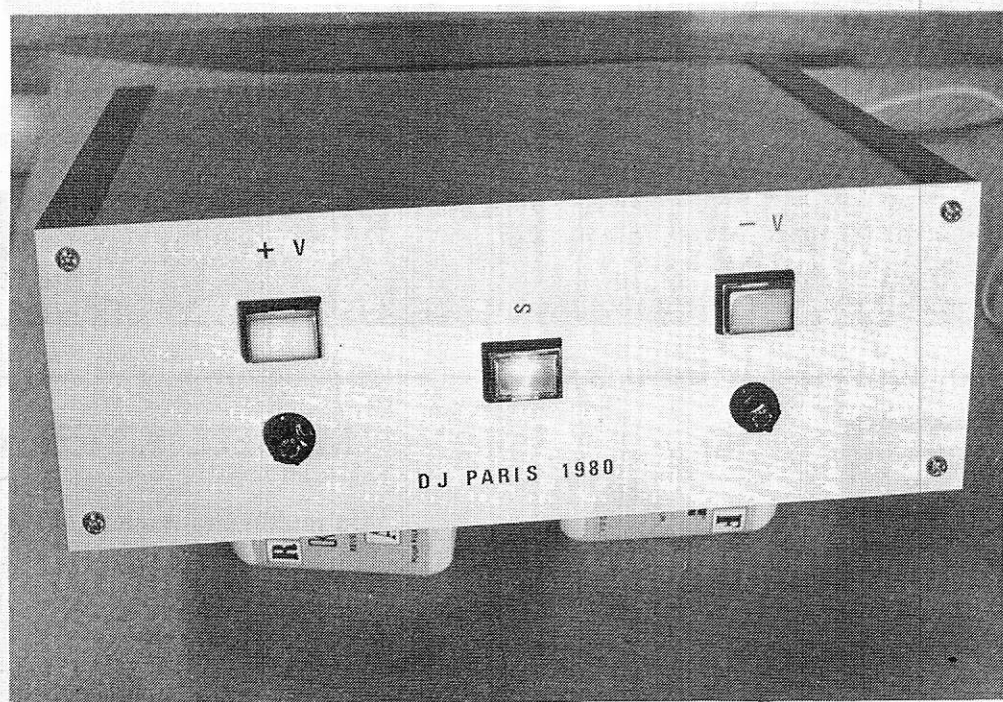
B.P. 60 - 91121 Palaiseau Cedex

Montages pratiques

L'appareil que nous vous présentons va réjouir votre chaîne Hi-Fi. Il s'agit d'un régulateur de tension symétrique utilisable sur tout amplificateur de puissance sans chimie de liaison au H.P. C'est le cas de la plupart des réalisations commerciales du moment, des amplis

V-MOS passés et à venir et de bien des amplis bipolaires décrits dans Radio Plans.

C'est aussi le cas de deux amplificateurs de qualité que nous vous proposons ce mois-ci. L'alimentation en Hi-Fi est d'une extrême importance et l'écoute s'en ressent (vous le savez tous). Lorsqu'elle est stabilisée, le prix de revient de la chaîne croît sensiblement, ce qui décourage bien des industriels. Le problème disparaît pour les lecteurs car l'investissement se limite aux composants.



ALIMENTATION STABILISEE
hautes performances
à L146

Ce numéro vous permet de réaliser une chaîne Hi-Fi qui sort de l'ordinaire, vous le verrez et l'ENTENDREZ. Nous avons commencé l'étude par cet appareil qui doit sa qualité et sa simplicité de schéma à un régulateur intégré récent et qui fera date. C'est un super L 123 (ou μA 723) et comme il va deux fois plus loin en tension, il s'appelle L 146 et nous vient de SGS-ATES.

Notre alimentation sera réglable sur ses deux polarités de 30 à 40 volts environ. Le débit permanent maximum sera de 3 ampères, ce qui permettra de relier deux amplis d'environ 50 W en 8 Ω . S'il vous reste des sous, envisagez une alimentation par canal, ce qui fera pâlir quelques « hauts de gamme »...

1) LE SYNOPTIQUE DE L'APPAREIL

Il est très simple, comme le montre la figure 1. On réalisera deux régulations absolument identiques qui ont un point commun 0 V à la sortie, c'est tout.

Les deux régulateurs à L 146 sont de type positif, ceci nous conduit à utiliser un transformateur à secondaires séparés, et donc deux ponts redresseurs.

Du côté alternatif, on remarquera que l'interrupteur de mise sous tension est équipé d'une varistance qui minimise les arcs entre contacts et prolonge la durée de vie du switch. On peut également monter un supprimeur de transitoires sur le transfo (au primaire, en parallèle sur le néon), ce qui réduira la perturbation dans la pièce au moment des manœuvres marche-arrêt.

En sortie nous avons placé un fusible sur chaque polarité, mais avant le chimique réservoir (C6 ou C12) afin de conserver une très faible résistance de sortie. Ces fusibles pourront avantageusement être remplacés par des disjoncteurs qui sont bien plus solides. Le rôle principal de ces éléments sert à vous signaler fermement que vous tirez trop sur le volume.

Terminons en signalant qu'il est toujours conseillé de relier la terre sur la douille de sortie 0 V, laquelle est le PREMIER (et SEUL) point de masse de l'appareil. C'est la meilleure masse de la chaîne si vous en cherchez une pour les châssis des autres maillons. Aussi bien pour la sécurité que pour les ronflements.

2) LE SCHEMA DE PRINCIPE D'UN STABILISATEUR

Une simplicité qui fait plaisir que celle de la figure 2 ! Si l'on avait ôté les petits perfectionnements techniques, il ne serait pratiquement rien resté.

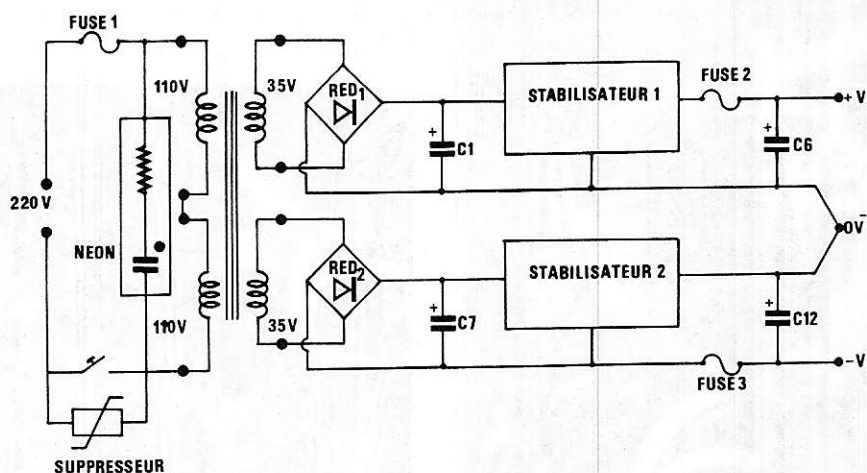


Figure 1

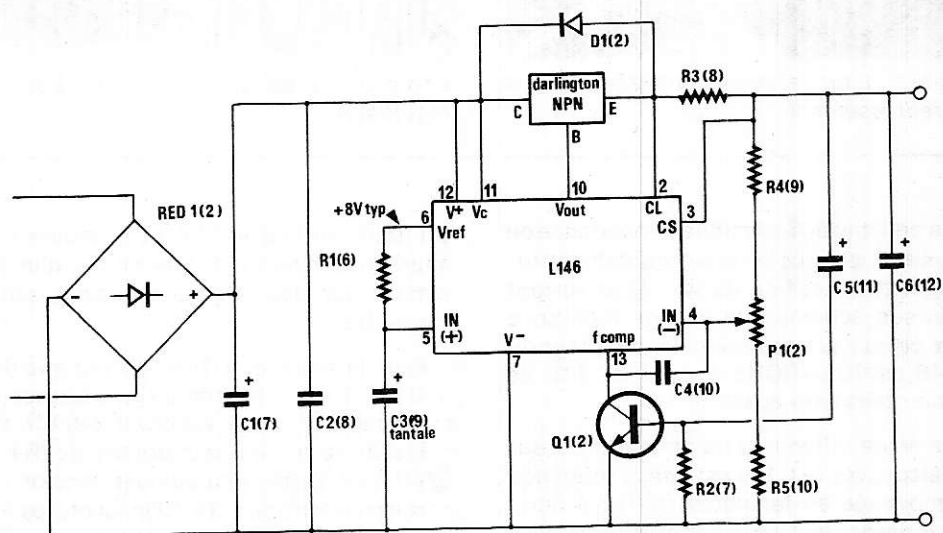


Figure 2

Tout commence par un redresseur en pont vraiment musclé. C'est un modèle 25 ampères, mais pourquoi donc ? D'abord parce qu'il est extrêmement robuste et surtout parce qu'aux fortes températures de boîtier il tient sans problèmes (10 ampères à 125° C). Enfin il est économique (environ 25 F), ce qui ne gâche rien.

Le chimique de tête, C1, est lui aussi un modèle robuste. Il appartient à la famille technologique CO 18, garante de hautes performances. Vous comprenez que nous n'insistons pas sans raisons sur la qualité intrinsèque de chaque composant. EN MATIERE DE HAUT DE GAMME, CHAQUE ELEMENT EST IMPORTANT, NE L'OUBLIEZ PAS.

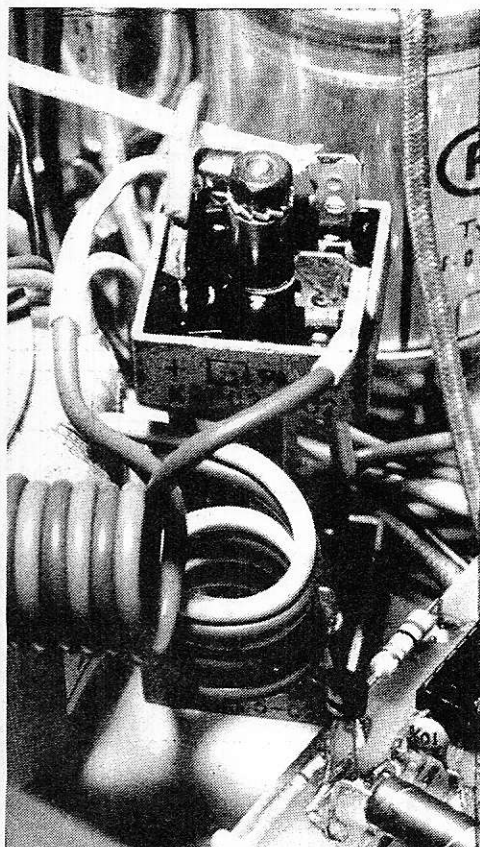


Photo 1 : L'un des deux ponts 25 A servant au redressement.

Le petit mylar C2 diminue l'impédance de C1 en H.F. et nous voici au régulateur proprement dit. Les fans du $\mu A 723$ ne verront dans son schéma que peu de différence avec ce qu'ils connaissent. Le brochage du L 146 est IDENTIQUE à celui du 723. Le mode opératoire aussi.

La seule différence notable influant sur le calcul avec le L 146 est que la référence (compensée en température) issue de la pin 6 passe de 7,15 V à 8 V (valeurs typiques). Pour le reste, sachez que la tension d'entrée (non régulée), passe de 40 à 80 V, et celle de sortie (stabilisée) de 37 à 77 V ! Une protection thermique interne est fournie dans le L 146, absente sur le 723.

Passons à l'étude du schéma. La tension étalon de + 8 V issue de la pin 6 est soigneusement débarrassée de toute composante de bruit par la cellule R1 + C3. Un modèle au tantale est vivement conseillé pour C3 en raison de ses meilleures qualités en découplage. Le + 8 V parvient à l'entrée non inverseuse (+) de l'ampli-op interne. Immédiatement nous en déduisons qu'il faut retrouver la même tension sur l'entrée inverseuse (-) du même ampli.

Ainsi, nous pouvons calculer les valeurs de R4, P1, R5, constituant la part de mesure de la tension de sortie dès que nous aurons fixé le courant qui les parcourt. Le choix

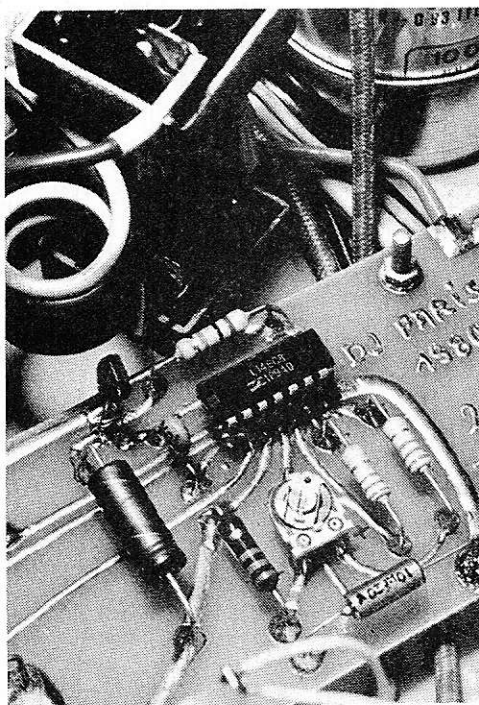


Photo 2 : Le circuit L 146 utilisé pour la régulation.

est assez arbitraire. Il fallait au moins 1 A, nous en dériverons 3 à la masse afin de tomber sur des valeurs de composants courantes.

Avec la seule loi d'Ohm, on sait que (R5 + 0,5 P1) ayant 8 volts à leurs bornes et traversés par 3 m A vaudront 2400 Ω . En calculant la tension aux bornes de (R4 + 0,5 P1) on raisonnera sur une tension de sortie moyenne de + 35 V. On lui ôte les + 8 V et il reste 27 V. Le débit de 3 m A sous 27 V donne une valeur de 9000 Ω pour (R4 + 0,5 P1). On a donc choisi (en arrondissant) R4 = 8,2 k Ω , P1 = 1 k Ω et R5 = 2,2 k Ω . Tout ceci vous permet de comprendre nos valeurs, et de pouvoir calculer d'autres régulateurs à L 146 ou L 123 (723).

La limitation du courant de sortie est prévue par un transistor interne (NPN) dont base et émetteur sont baptisés CL et CS (pin 2 et 3). Cette limitation intervient si CS (émetteur) devient moins positif de 0,6 V environ que CL (base). Cette tension varie en température tout comme une diode d'environ - 2 mV par °C de hausse. Comptez une valeur de 650 mV à 25°C de boîtier, et 600 mV à 60°C. Ceci implique des valeurs de courant maximum variant elles aussi en température puisque R3 est constante. Pour protéger notre transfo au secondaire, on a fixé le courant maximum de sortie à 3,33 A (à 25°C), soit 3 A à 60°C.

C'est encore Ohm qui fera la loi et R3 vaudra donc 0,195 Ω que nous avons réalisé avec deux petites vitrifiées de 0,39 Ω en parallèle. Si vous trouvez une 0,18 Ω de plus d'un watt, ce sera meilleur encore.

Au plan du courant débité, il nous faut vous prévenir d'un point important. Pour des raisons technologiques, aucun transistor ou Darlington courant ne possède d'aptitude à résister au court-circuit sur notre alimentation. L'aire de sécurité de tous les modèles que vous utiliserez est trop juste sur ce point. En effet on relève des valeurs fréquentes du genre 4A pour 30 volts de VCE, puis 2A pour 40 volts. Avec notre limite de courant à plus de 3A, en cas de court-circuit, il y aura environ 40 volts de VCE sur le boîtier TO3, c'est l'overdose. Dans ce cas, le L 146 sera certainement détruit immédiatement après le ballast si celui-ci s'est transformé par fusion en strap (entre collecteur et émetteur). Voilà pourquoi nous recommandons des disjoncteurs et non des fusibles sur les sorties. Si vous êtes sûr de ne pas faire de fausses manœuvres, aucun souci.

En guise de récréation, nous vous présentons un gadget appréciable. C'est le circuit de mise sous tension progressive réalisé avec Q1, R2 et C5. Son but est d'éviter le choc dans vos boomers quand vous allumez la chaîne. Initialement le chimique C5 est déchargé, donc en court-circuit. A la mise sous tension, il transmet le + de sortie à la base de Q1 qui devient conducteur et tend à limiter la montée de ce +. Mais l'armature négative de C5 va être portée progressivement au potentiel de la masse (V-) par R2. Ainsi Q1 verra sa base devenir de moins en moins positive, il conduira donc de moins en moins puis se bloquera complètement à la fin de la temporisation (1,5 seconde environ). A ce moment la sortie du régulateur est établie, et tout va bien. Si vous souhaitez modifier la durée de sa montée, bricolez R2. Avec le double de sa valeur, on double la durée de temporisation, avec la moitié, vous avez deviné...

Pour répondre à tous les cas, la compensation en fréquence de l'ampli-op du L 146 (comme le 723) est externe. On a donc disposé le petit C4 (céramique) entre les pin 4 et 13. Sa valeur de 270 pF suffit à empêcher l'alimentation d'osciller, mais conserve les qualités de réponse rapide de l'ampli-op, garantissant en Hi-Fi des transistors de qualité.

La diode D1 est une protection indispensable si vous utilisez un Darlington « maison » composé de driver et ballast séparés. Un Darlington en un seul boîtier contient toujours cette diode. Si donc D1 s'impose, c'est un modèle 3A genre 1N 5402 à 5408.

Cette diode intervient si d'aventure C6 se trouvait plus chargé que C1, ce qui est le cas aux essais quand vous éloignez l'appareil avec les sorties à vide. D1 empêche donc la polarisation inverse des transistors NPN dans ce cas. C6 est un 10 000 μF , il faut rester prudent avec de telles valeurs.

3) LE DARLINGTON

En un boîtier consultez le tableau 1, en deux c'est le tableau 2. Nous souhaitons faciliter votre approvisionnement, mais soyez attentifs aux remarques (tension admissible en particulier). Sur la **figure 3**, nous vous renseignons sur l'aspect physique des composants.

Nous conseillons vivement le choix d'un TO3 métal, ne serait-ce que pour la semelle plus large que le modèle plastique, on ne perdra pas de vue qu'il faut un mica isolant, et de la graisse silicones.

Si vous utilisez un Darlington « maison » pris dans le tableau 2, le driver TO 220 n'aura pas besoin de radiateur et sera monté sur la carte imprimée.

Darlington NPN boîtier métal TO3	SGS ATES	Motorola	SGS ATES	Motorola	Sescomsem	RCA
60 V (déconseillé)	BDX 87 A	2 N 6057	BDX 85 A	MJ 3000	ESM 117	BDX 83 A
80 V (OK)	BDX 87 B	2N 6058	BDX 85 B	MJ 3001	ESM 118	BDX 83 B
100 V (préféré)	BDX 87 C	2N 6059	BDX 85 C			BDX 83 C
Ic maximum	12 A	12 A	10 A	10 A	10 A	10A

Ballast NPN boîtier métal TO3	SGS ATES	SGS ATES	Sescomsem	Motorola	RCA
60 V (déconseillé)	BDW 51A		BDY 55 2N 3055	BD 311 2N 3055 A	2N 3055 BD 182
80 V (OK)	BDW 51 B	2N 3055 H BDX 10 C		BD 313 2N 3716	BD 183
100 V (préféré)	BDW 51C	2N 3055 H BDX 10	BDY 56 (120 volts)	BDW 10 BDW 10A	
Ic maximum	15A	15A	15A	15A	15A

Driver NPN boîtier TO 220 plastic	SGS ATES	Sescomsem	Texas Instruments	Motorola	RCA
60 V (déconseillé)	BD 707	BD 241A	TIP 41A	BD 243 A	RCA 41A
80 V (OK)	BD 709	BD 241 B	TIP 41B	BD 243 B	RCA 41B
100 V (préféré)	BD 711	BD 241 C	TIP 41C	BD 243 C	RCA 41C
Ic maximum	12A	3A	6A	6A	7A

4) LE CHOIX DES COMPOSANTS

Nous savons qu'il conditionne les résultats d'écoute, et aussi la fiabilité. Les quatre chimiques seront des bonbonnes CO 18 plutôt que des cartouches aluminium en parallèle. Les semiconducteurs seront choisis suivant nos conseils, surtout pas de non marqués ou provenance et caractéristiques inconnues. Q1 et Q2 seront isolés à 60 V ou plus, mais pas moins. P1 et P2 seront des Cermet 1 tour pour la tenue en température meilleure que le graphite.

Le radiateur de chaque TO3 devra pouvoir dissiper 20 W en permanence, soit mieux que 40°C/W. Nous conseillons 2,5°C/W.

Le transfo utilisé est un torique 220 VA de Métalimphy (groupe Creusot-Loire) dont la présentation très soignée et les performances nous ont enchantés, mais peut être remplacé par un équivalent.

En résumé, nous dirons que tout montage électriquement correct donnera un résultat correct. Toutefois nous affirmons que notre choix permet une meilleure satisfaction. C'est une question de budget et d'exigences, et chacun fera suivant ses possibilités.

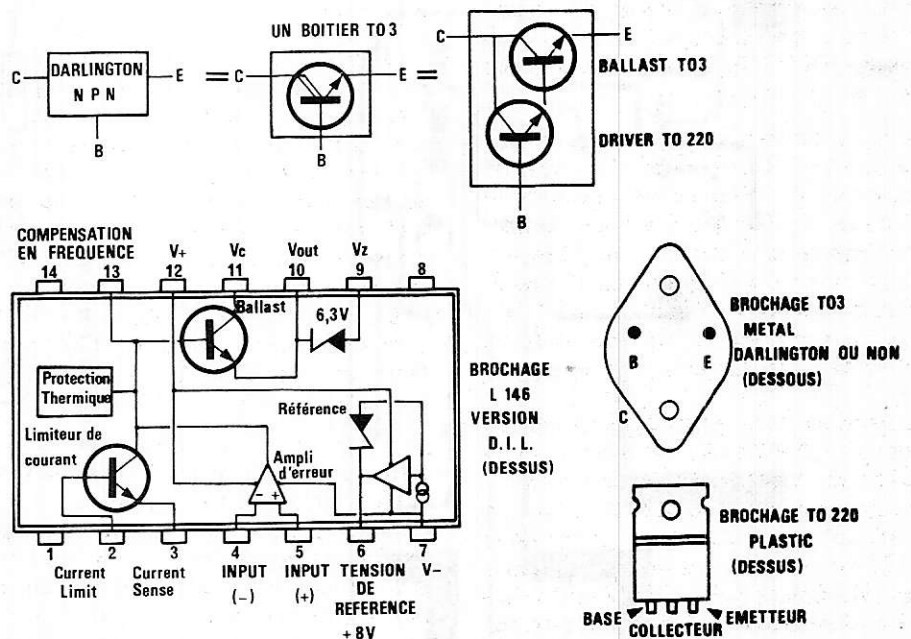
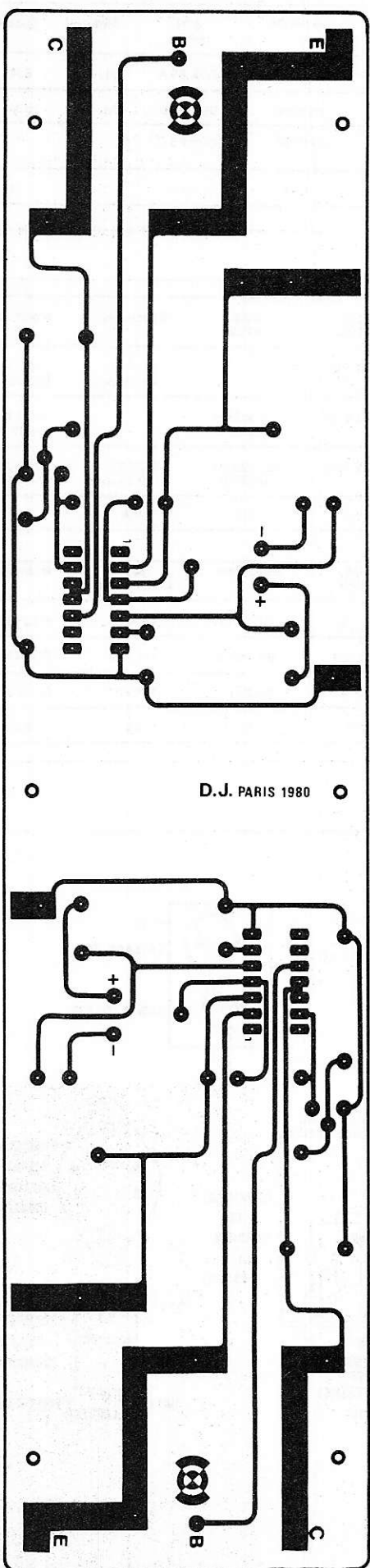
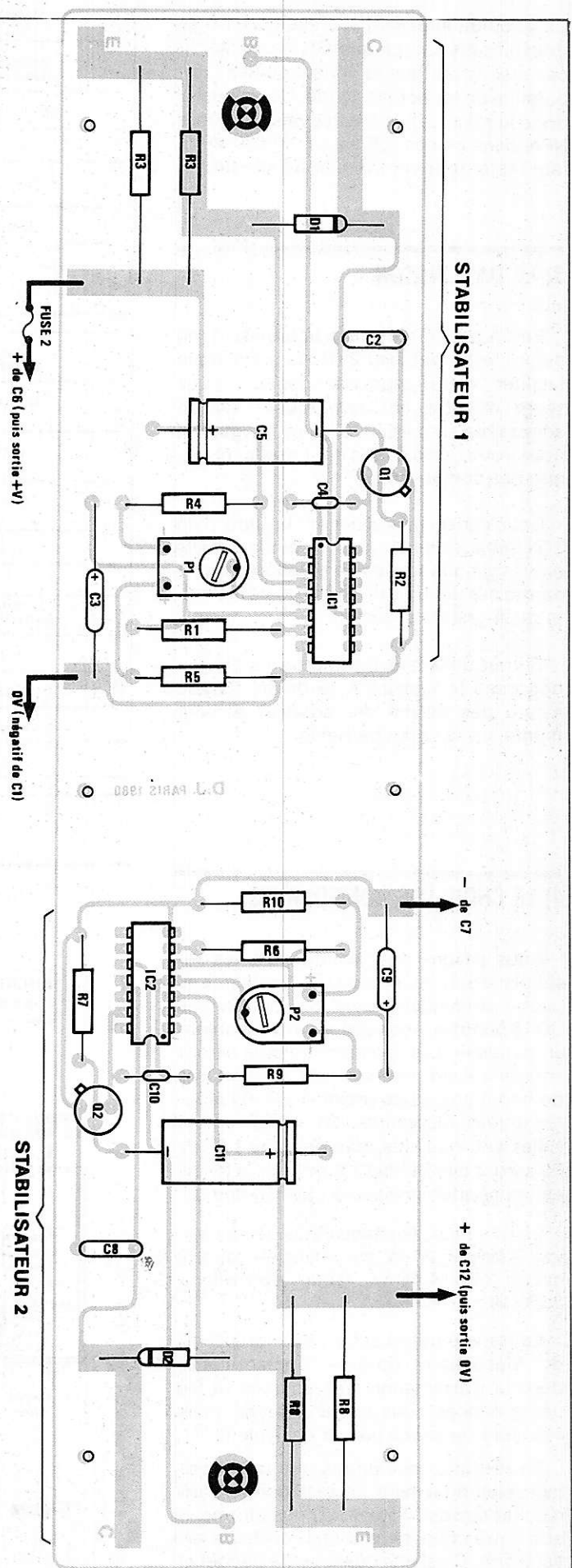


Figure 3



D.J. PARIS 1980

5) LA CARTE IMPRIMEE

Elle est symétrique. Elle aussi. Nous vous la proposons en **figure 4**. Suivant votre coffret, vous pourrez la scier en deux au milieu si cela vous arrange. Nous avons encore cédé au plaisir de placer cuivre et composants du même côté, ce qui permet de placer un driver TO 220 sur les pistes étamées. La maintenance est facilitée par cette méthode, et pour les L 146, nous préconisons des supports.

6) LE CÂBLAGE DE L'ENSEMBLE

Il nécessite un effort d'attention car la moindre erreur avec ces puissances transformerait le tout en fumée. Il est capital de véhiculer les courants forts dans les conducteurs de faible résistance interne, soit du fil de 1,5 mm de section au moins. On s'attachera à reproduire le schéma de la **figure 1** pour les redresseurs, chimiques et fusibles.

On ne créera aucune mise au châssis autre que la borne 0 V de sortie qui est la seule masse.

Avant la mise sous tension, on promènera un ohmmètre en position $\Omega \times 1$ sur la châssis d'un côté, et tous les points de tension au courant élevés.

Les TO3 seront contrôlés sur ce point, les bornes des quatre chimiques aussi.

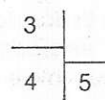
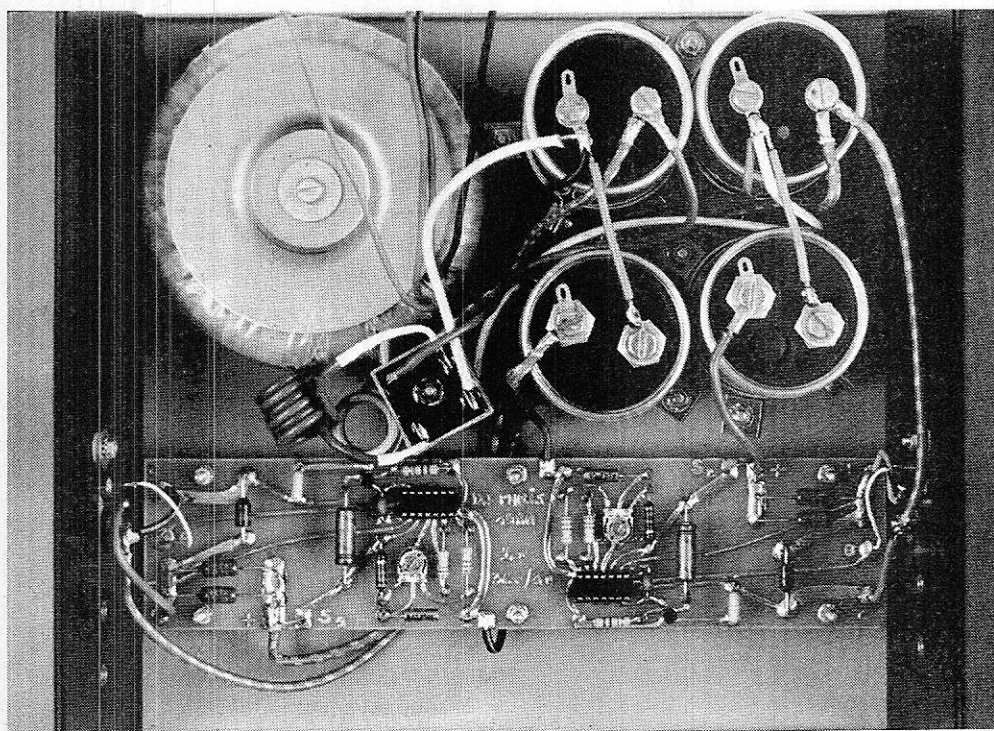
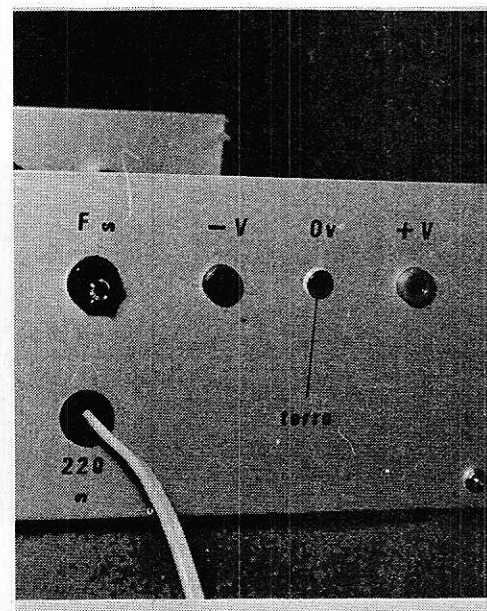
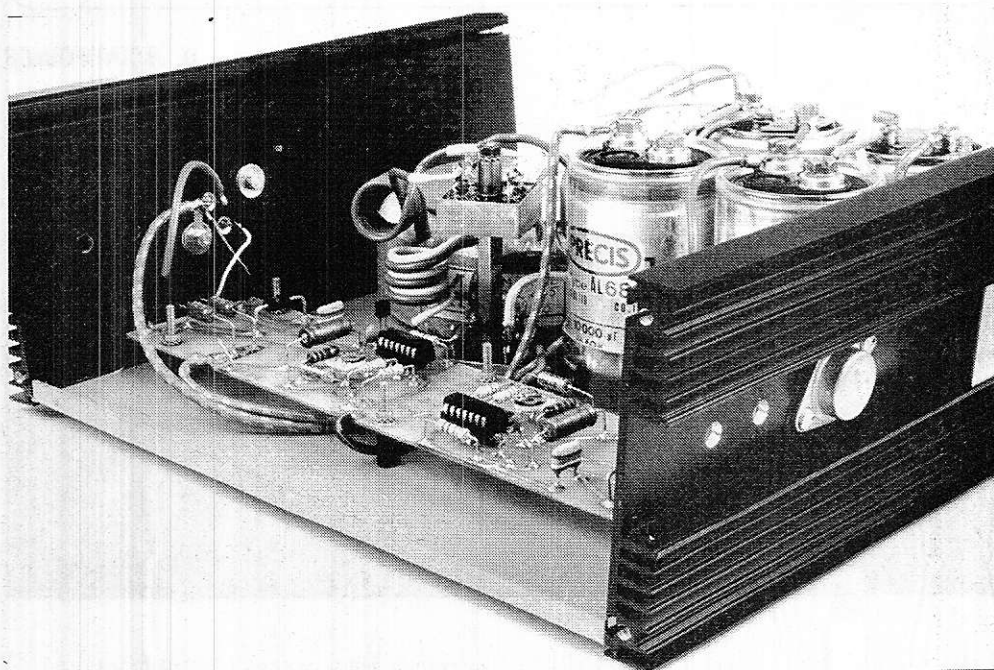


Photo 3 : Le transfo utilisé est du type torique, le filtrage a été largement dimensionné, l'aspect de la carte imprimée offre une certaine symétrie.

Photo 4 : Les transistors ballasts sont fixés sur des radiateurs formant les côtés du boîtier.

Photo 5 : La face arrière reçoit les douilles de sortie, le porte-fusible et le passe fil pour l'arrivée secteur.



7) MISE SOUS TENSION

Placer P1 et P2 à mi-course, puis, si vous n'avez peur de rien, allumez l'appareil. Le néon secteur s'illumine aussitôt qui contrôle le fusible 220 V. Les témoins lumineux de + V et - V doivent monter lentement, le voltmètre de sortie aussi, vers 35 V sur chaque polarité. Les voyants du continu seront les témoins des fusibles ou disjoncteurs de 3,15 A. On surveillera de loin l'état de marche de la chaîne par ces petits détails.

A vide, on pourra manœuvrer P1 et P2 lentement. Au voltmètre la montée de tension suit le mouvement, mais à la descente, il faut décharger C6 et C 12 par les diodes D1 et D2. Ceci est normal, et vous invite à avoir le tournevis patient.

8) CONCLUSION

Avec une plage d'utilisation assez large, notre alimentation musclée séduira les amateurs de « grand son » dans bien des cas de puissance, c'était le but recherché. Si vous avez besoin de changer tensions et courants, mais que le principe vous convienne, l'auteur espère vous avoir donné assez de précisions pour que vous calculiez vous-même votre circuit à L 146.

Parce qu'il aime vous ménager des surprises, il ne donnera aucune mesure relative aux taux de régulation amont et aval stabilité thermique et réponse impulsionnelle, mais sachez que les amplis qu'il vous propose dans ce numéro ont été mesurés et écoutés avec.

Nous rappelons que l'exploitation commerciale de tout ou partie de cet article nécessite l'accord écrit de la revue.

Nomenclature

Résistances à couche de carbone (ou métallique) 5 % ou mieux (1/2 w)

R1 = 2,2 k Ω
R2 = 1 k Ω
R3 = 2 fois 0,39 Ω bobinées
R4 = 8,2 k Ω
R5 = 2,2 k Ω
R6 = 2,2 k Ω
R7 = 1 k Ω
R8 = 2 fois 0,39 Ω bobinées
R9 = 8,2 k Ω
R10 = 2,2 k Ω
P1 = P2 = 1 k Ω
(potentiomètres horizontaux VA 05 H de OHMIC).

Condensateurs

C1 = 5600 μ F /63 V (CO 18)
C2 = 47 μ F mylar
C3 = 10 μ F /20 ou 35 V tantale
C4 = 270 pF céramique
C5 = 15 μ F /63 V chimique
C6 = 10 000 μ F /40 V (CO 18)
C7 = 5600 μ F /63 V (CO 18)
C8 = 47 μ F mylar
C9 = 10 μ F /20 ou 35 v tantale
C10 = 270 pF céramique
C11 = 15 μ F /63 V chimique
C12 = 10 000 μ F /40 V (CO 18)

Semi-conducteurs

Q1 = Q2 BC 182 (ou tout modèle NPN plastique supportant 50 volts)

D1 = D2 = 1 N5402 à 5408 de General Instrument (ou équivalent 3A et 200 V).

Redresseur 1 et 2 = Pont moulé 35 A en 200 V (ou 400 V) KBPC 25 - 02 General Instrument ou DD 37.741.931 SSC (Silec)
2 Darlington BDX 87 B ou C de SGS-ATES (ou voir tableaux)

Circuits intégrés

IC1 = IC 2 = L 146 CB (modèle 14 pin platique) de SGS-ATES

Autres composants

- Transfo Métalimphy
Primaire 2 x 110 V
Secondaire 2 x 36 V
Puissance 220 VA
- 2 douilles bananes isolées
- 1 douille banane châssis
- 3 porte fusibles châssis ou 1 seul et 2 disjoncteurs pour 3,15 ampères continus
- 1 fusible rapide 1,5 A (secteur 220 V)
- 2 fusibles rapides 3,15 A (continu)
- 1 switch marche-arrêt avec néon incorporé. Marque « TH » modèle 4000 - 1205 ou 4000 - 1207
- 2 voyants assortis marque « TH » modèles 441203 avec capuchons de couleur
- 2 lampes à incandescence style téléphone 36 volts continus
- Le coffret présenté est un CODIS B 24 de la SEEM.

D. JACOVOPOULOS

La rédaction de Radio-Plans a le regret de vous faire part de la disparition de M. F. Juster décédé à l'âge de 77 ans. Monsieur Juster auteur de nombreux ouvrages techniques dans la collection ETSF rédigeait depuis de nombreuses années les rubriques presse étrangère et idées de notre mensuel.

CB infos

Citizen Band, ou bande du citoyen, ou 27 MHz, mais qu'est-ce donc ? C'est le contact multilatéral à l'échelle humaine, ne nécessitant aucune connaissance particulière. Exige-t-on une formation mécanique d'un candidat au permis de conduire ? Elle ne concurrence pas le téléphone (liaison bilatérale), ni la radiodiffusion (liaison unilatérale). Le terme « pirate » est impropre, elle ne lutte pas contre le monopole comme les radios libres, mais au contraire, réclame une législation adaptée à ses besoins, aussi la confusion ne doit pas être possible.

Son succès repose sur le phénomène social irréversible qu'elle suscite. Elle permet de rompre l'isolement de la vie urbaine moderne, le rapprochement entre individus, et la redécouverte du bénévolat et de la solidarité entre inconnus. Les radioamateurs, avec des moyens considérables, manifestent à l'échelon international leur solidarité occasionnellement en cas de catastrophe ou autres circonstances, alors que les cibistes, avec des moyens très limités en font preuve humblement et quotidiennement à l'échelon local, omniprésents, du fait de leur grand nombre (plus de 100 000 stations en France). Sa présence dans l'automobile est sécurisante.

Qui pratique la CB ? C'est un échantillonnage complet de la société, sans distinction d'âge, de sexe, de catégorie sociale, de religion, de philosophie, qui manipule des appareils de la taille d'un autoradio, et où le manœuvre côtoie le chef d'entreprise en égal, en simple cibiste.

On reproche à la CB de créer des interférences à quelques téléviseurs vétustes ou démunis de filtres antiparasites et qui ne sont pas en mesure de recevoir exclusivement les émissions qui leur sont destinées. Pourquoi les normes d'antiparasitage et de distribution de champ électrique à l'entrée des postes TV ne sont-elles pas respectées ? L'attribution de fréquences professionnelles sur cette bande vient compléter ces griefs qu'il est possible de résoudre avec un maximum de bonne volonté de part et d'autre.

A l'heure actuelle, la France et la Grande-Bretagne sont les derniers pays de la Communauté européenne où l'usage de la CB est encore illégal. En effet, chacun a le droit de posséder un émetteur-récepteur CB, à condition de le déclarer, qu'il soit homologué ou non, à la Gendarmerie ou au Commissariat de Police du domicile, mais ne peut s'en servir en France (article L 89 du code des P.T.T.). Légalisée dès 1959 aux U.S.A., où elle compte plus de trente millions d'utilisateurs, complétée depuis peu par ceux des pays européens, elle était embryonnaire en France depuis une quinzaine d'années et connaît en ce moment une explosion démographique (15 000 cibistes en 1979 ; 100 000 en septembre 1980).

Conscient des possibilités immenses de cette bande et de l'esprit qui l'anime, l'Automobile club de l'Ouest, a mené une enquête en Bretagne en équipant une dizaine de véhicules en CB. Bilan : deux vies sauvées, plus des blessés secourus avec un temps d'intervention réduit et quelques radioguidages, donc, positif.

Conclusion : La CB peut et doit jouer un rôle non négligeable sur le plan de la sécurité routière. Aussi, prenant position pour la défense de ce mode de communication remarquable, l'ACO a invité à un rassemblement sur un terrain privé, le circuit des 24 heures du Mans, le 14 septembre 1980, où sont venus plus de 10 000 cibistes (entre 5 000 et 6 000 véhicules) pour assister à une conférence animée par le président de l'ACO, M. Lamarre, président de l'Union France-radio, syndicat des utilisateurs de la CB, et M. Chaffanjon, président de l'Association française des amateurs de radio, radioclub CB, et d'un représentant de la Ligue des droits de l'homme. Ce rassemblement réunissant des cibistes venus de toutes les régions de France, tous les départements étant représentés, s'est déroulé dans le plus grand calme.

Salon de l'auto 1980. Le jour de l'ouverture du salon, à 16 h 30, s'est tenue une conférence de presse sur la CB et l'automobile, sous l'égide de la revue CB Magazine, récemment créée, réunissant les animateurs du Mans, auxquels sont venus se joindre les principaux importateurs de CB, au cours de laquelle tous les nouveaux développements de « l'affaire CB » ont été communiqués sur les associations CB :

B.B.

U.F.R.

Boîte Postale 227
75865 Paris Cedex 18

A.F.A.

Boîte Postale 70
75063 Paris Cedex 02

Un cibiste convaincu :
M. J.-C. Servan-Schreiber (au centre).

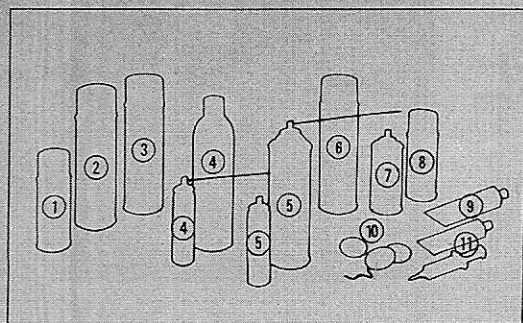


Le Mans, 14 septembre 1980 : au centre le président de l'Automobile club de l'Ouest, à gauche M. Lamarre président de l'U.F.R., à droite D. Chaffanjon, président de l'A.F.A.

outils efficaces pour l'électronique

atomiseurs

KF[®]



KF, en atomiseurs, pour toutes opérations délicates de protection : **Electrofuge 300** ①, d'isolation : **Electrofuge 100** ②, de dégraissage à sec : **Sitosec** ③, de refroidissement et détection de pannes : **Givrant 50** ④, de désoxydation : **F2 Spécial Contacts** ⑤, de nettoyage de têtes magnétiques : **Ordinet** ⑥, de nettoyage CV : **Spécial Tuner** ⑦, de lubrification : **Fluide EB5** ⑧, et **Graisse Silicone 500** ⑨, de dessoudage : **Tress'Ront** ⑩, d'évacuation thermique : **Compound Transistors** ⑪. Il existe un produit KF pour chaque usage particulier.

SICERONT KF[®] S.A.

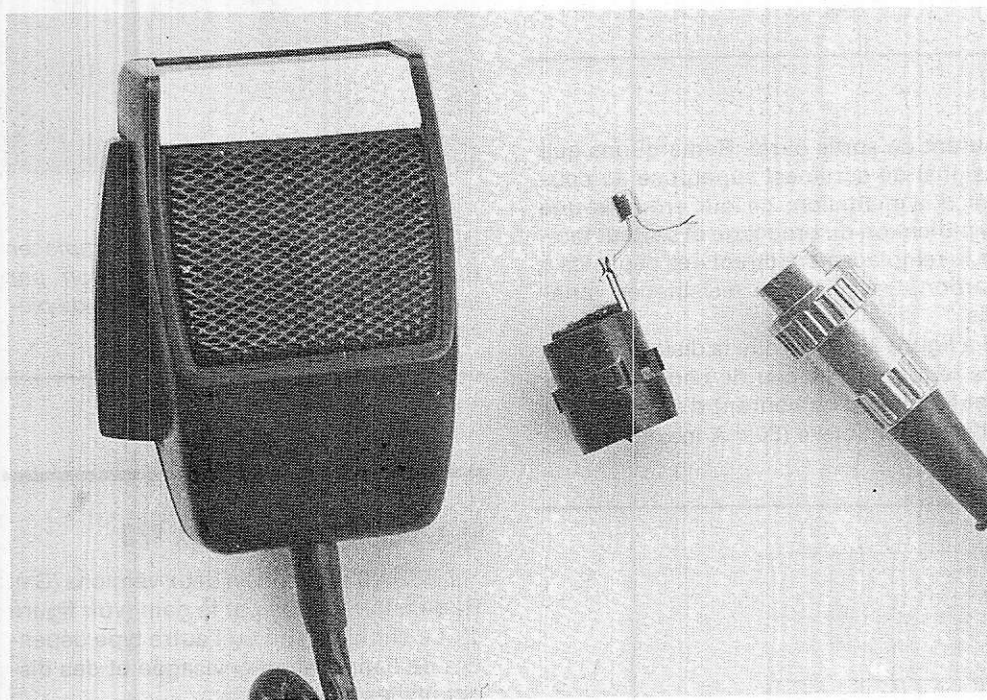
304, Boulevard Charles de Gaulle BP 41
92390 Villeneuve la Garenne (France)
Tél. : 794 28 15 Télex : SICKF630984 F

Montages pratiques

Les préamplificateurs de micro sont très utilisés, dans de nombreux secteurs de la BF, qu'il s'agisse d'enregistrement, de sonorisation, d'interphonie ou de téléphonie, et bien sûr en émission d'amateur. L'utilisation de composants discrets (transistors bipolaires ou à effet de champ) se heurte parfois à des problèmes d'encombrement ou de complexité du montage dès lors qu'une

excellente qualité est requise.

Les amplificateurs opérationnels ne présentent que rarement à la fois les qualités de gain, de bande passante et de bruit nécessaires. Le circuit intégré que nous vous présentons ici est logé dans un boîtier de transistor à 4 sorties genre TO 18 et représente un excellent compromis entre tous les impératifs énumérés ci-dessus.



Ces montages peuvent rendre d'appréciables services au niveau des micros de certains émetteurs-récepteurs.

Préampli de micro universel

1) PRÉSENTATION DU TBA 830

Ce composant original a été spécialement mis au point par Siemens pour résoudre un problème particulier : le remplacement simple des antiques micros à charbon équipant encore les postes téléphoniques par des pastilles dynamiques ou piézoélectriques de performances infiniment supérieures. La **figure 1** nous montre cependant que les excellentes caractéristiques de ce composant en permettent l'utilisation dans bien d'autres domaines, jusqu'aux limites extrêmes de la HI-FI (enregistrement d'amateur notam-

Brochage des TBA 830 G ou R vus de dessus (boîtier genre 2 N 2222)

Bande passante 0 à 20 kHz
Tension max. entre 3 et 4 : 16 V
Courant de broche 3 : 7,5 à 50 mA
Température de fonctionnement : — 20 à + 55°C
Gain (TBA 830 R) : 40 à 43 dB
Gain (TBA 830 G) : 38 à 40 dB
Distorsion : 1 % typique (voir courbe)
Résistance de sortie : 330 Ω typique
Impédance de sortie : 110 Ω typique
Impédance d'entrée : 15 k Ω typique
Tension de sortie max. : 1,5 V eff. typique
Tension de bruit en sortie : 0,3 mV typique

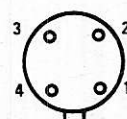


Fig. 1 : caractéristiques principales des TBA 830 G ou R

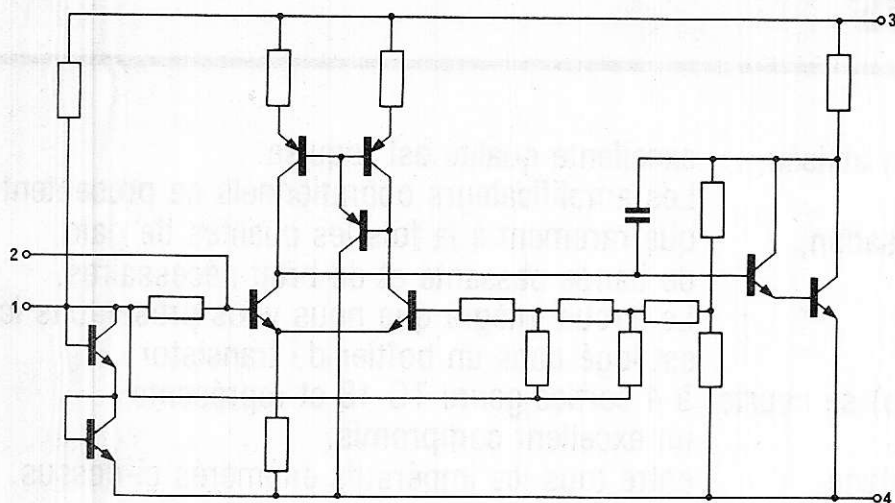


Figure 2 : Schéma interne du TBA 830 G ou R.

ment). On remarquera surtout la bande passante étendue, (du continu à 20 kHz) le gain important, et la très faible impédance de sortie, tous facteurs favorables à une utilisation confortable et sans problèmes.

Le schéma interne de la **figure 2** se distingue notamment par un étage d'entrée pseudo-différentiel, le micro n'ayant pas de liaison directe avec la masse (emploi possible de micros symétriques). La sortie darlington permet un gain important et un

courant de sortie élevé. Remarquons que le signal de sortie est superposé au courant d'alimentation, ce qui entraîne une simplification du brochage et surtout facilite le remplacement direct des capsules à charbon, travaillant en résistances variables.

La **figure 3** montre que la distortion peut être réduite à très peu de chose, moyennant le choix d'un courant d'alimentation suffisamment élevé (50 mA maximum).

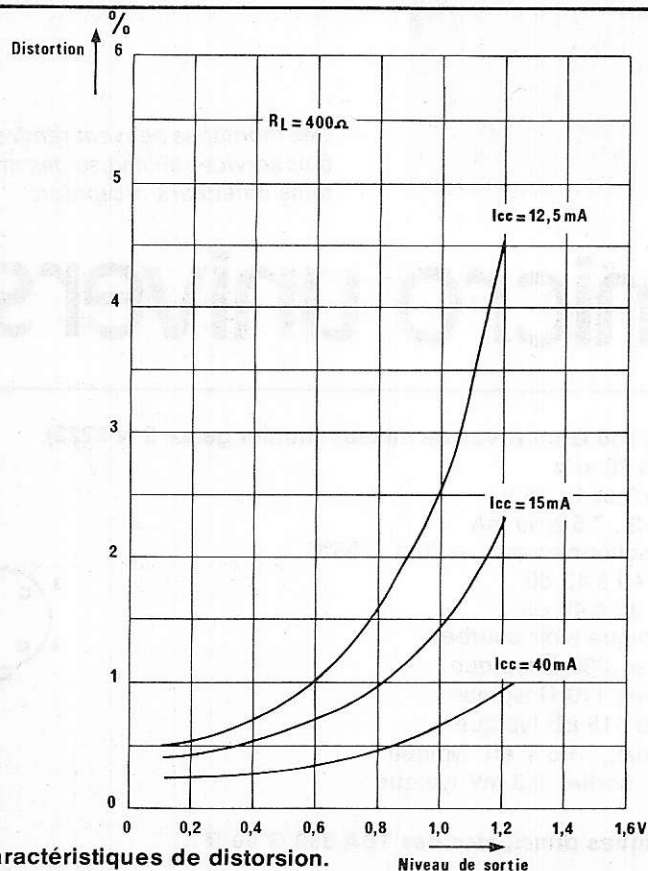
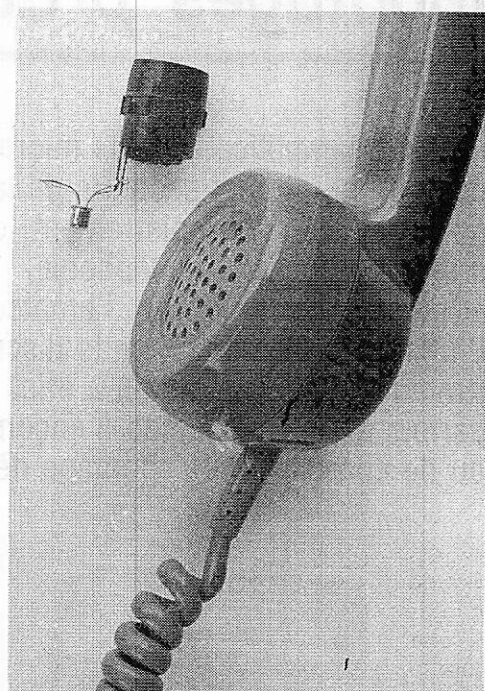


Figure 3 : Caractéristiques de distorsion.



Ces préamplis permettent de remplacer directement les micros à charbon par d'excellentes pastilles dynamiques ou piézo-électriques.

II) APPLICATIONS DU TBA 830

Le TBA 830 existe en deux versions (G et R) ne différant que par le gain (voir **figure 1**). Le choix de l'un ou l'autre type dépendra de l'application envisagée et des disponibilités.

Le schéma de la **figure 4** illustre l'application d'origine du TBA 830 : le remplacement direct de micros à charbons. Notons que si le circuit intégré ne se trouve pas détruit en cas d'inversion de polarité, le respect de celle-ci est indispensable à un fonctionnement correct, condition qui n'existait pas pour les micros à charbon. En cas de doute sur la polarité, on utilisera donc une part de diodes en supplément. L'utilisation de ce montage n'est pas autorisée sur les postes raccordés du réseau P.T.T. mais peut s'avérer fructueuse sur tous les appareils de récupération (postes U43 « noirs », téléphones de campagne, et certains émetteurs-récepteurs des surplus).

Le montage de la **figure 5** dérive directement du précédent, en ce sens que seul un circuit de polarisation lui est ajouté. Le montage travaille ainsi en préamplificateur classique, amenant à un niveau de l'ordre de 0 dB (775 mV) la très faible tension que délivrent les micros dynamiques.

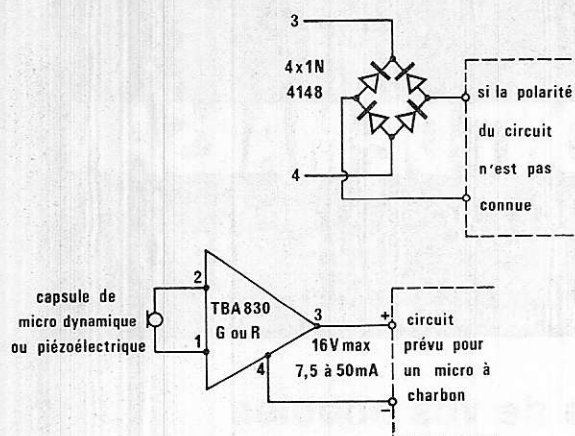


Figure 4 : Remplacement d'un micro à charbon.

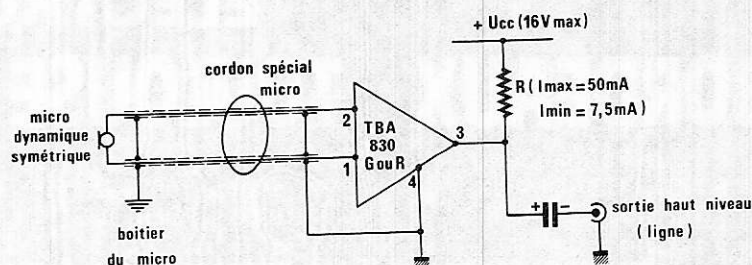
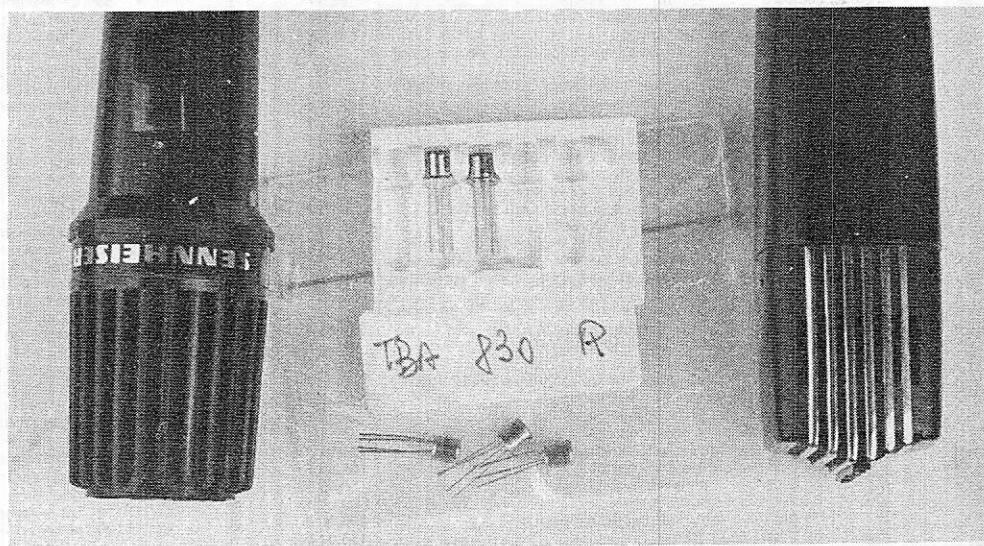


Figure 5 : Réalisation d'un préampli pour micro d'enregistrement.

D'un point de vue « utilisateur », ce montage permet de raccorder un micro à une entrée « haut niveau » disponible sur tout équipement BF de l'ampli du magnétophone. Ce circuit permet de tirer le meilleur parti du branchement symétrique selon lequel sont livrés presque tous les micros de bonne qualité pour enregistrement (Beyer, Sennheiser, etc.). Le câble à deux conducteurs blindés séparément qui l'équipe généralement peut, sans inconvénient, être assez long, mais celui reliant éventuellement les broches 3 et 4 du TBA 830 au reste du montage peut l'être encore davantage, même si son blindage reste assez approximatif, voire inexistant (paire torsadée).

Le cas d'utilisation typique est celui de micros très éloignés du lieu d'utilisation du signal (systèmes d'annonces dans les magasins à grande surface par exemple). Dans un tel cas, il est avantageux de loger ce petit circuit intégré dans le boîtier même des micros, l'alimentation étant fournie par la table de mixage ou l'ampli, par l'intermédiaire du câble véhiculant la BF. La très basse impédance de travail et le haut niveau disponible éliminent tout risque de parasitage.



L'utilisation de ces composants ne nuit en rien à la bande passante des meilleurs micros d'enregistrement.

La figure 6 enfin donne un exemple de montage plus élaboré utilisant deux TBA 830. Il s'agit d'une boîte de prémélange permettant de mixer sur place les signaux de deux micros avant d'envoyer le résultat de ce mélange sur une ligne desservant le point d'utilisation. De tels montages sont

très utiles lors de l'enregistrement de formations musicales suffisamment importantes pour que l'emploi d'un seul micro devienne trop délicat pour un amateur. Le schéma peut facilement être extrapolé à un nombre quelconque de micros dans le cas de prises de son plus conséquentes.

Les valeurs de résistances peuvent varier dans une large mesure par rapport aux indications de la figure 6, selon les besoins de chacun. Celles-ci sont donc données uniquement à titre indicatif, pour une impédance de sortie d'environ 600 Ω , classique pour les lignes BF.

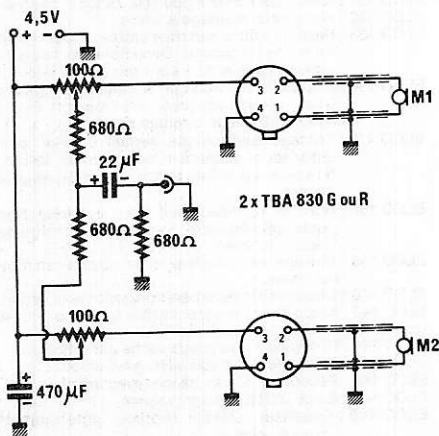


Figure 6 : Réalisation d'une boîte de prémélange pour deux micros.

III) CONCLUSION

Assez original par sa fonction et sa présentation, ce petit circuit intégré peu coûteux devrait rendre service à tous ceux qui utilisent fréquemment des micros dans des circonstances diverses autant qu'à ceux qui souhaitent dépasser les possibilités des micros à charbon dans les équipements qui en sont encore dotés.

ÉLECTROME BORDEAUX TOULOUSE MONT-DE-MARSAN

17, rue Fondaudège
33000 - BORDEAUX
Tél. : (56) 52.14.18

Angle rue Darquier
et, grande rue Nazareth
31000 - TOULOUSE

5, place J. Pancaut
40000 - MONT-DE-MARSAN
Tél. (58) 75.99.25

Pour toutes commandes 15 F de port et emballage. Contre-remboursement joindre 20 % d'arrhes + frais.

Kit ELCO Le Kit au service de vos hobbies

	PU TTC
ELCO 9 : Gradateur de lumière	39,00 F
ELCO 10 : Modulateur 3 canaux	95,00 F
ELCO 11 : Voie négative pour modulateur	26,00 F
ELCO 12 : Modulateur 3 V + négatif	125,00 F
ELCO 16 : Stroboscope 60 joules	110,00 F
ELCO 17 : Chenillard 4 canaux, alimentation 220 V, vitesse de défilement réglable	130,00 F
ELCO 19 : Chenillard 8 canaux, aller-retour, alimentation 220 V, vitesse de défilement réglable	220,00 F
ELCO 20 : Filtre HP 2 voies pour enceinte 30 W	54,00 F
ELCO 21 : Filtre HP 3 voies pour enceinte 60 W	78,00 F
ELCO 22 : Chenillard 16 voies aller-retour, programmable	290,00 F
ELCO 23 : Chenillard 8 voies professionnel, 10 programmes enchainables en automatique, 2 vitesses réglables	390,00 F
ELCO 24 : Mini-orgue électronique (8 notes réglables)	58,00 F
ELCO 25 : Mini-récepteur FM 80 à 108 MHz	54,00 F
ELCO 26 : Chenillard-Modulateur (ce kit rassemble un chenillard 4 canaux et un modulateur 3 V + négatif, un simple inverseur permettant de passer de l'une à l'autre fonction)	250,00 F
ELCO 27 : Prérégulation à touche control pour tuner FM (4 touches prérégulables par potentiomètre 20 tours)	115,00 F
ELCO 28 : Clignotant alterné 2 x 1200 W	70,00 F
ELCO 29 : Carillon 9 tons	110,00 F
ELCO 30 : Ampli 15 W eff. pour voiture (alimentation 12 V)	120,00 F
ELCO 31 : Testeur de semi-conducteur	45,00 F
ELCO 32 : Thermostat électronique sortie sur relais	85,00 F
ELCO 33 : Compte-tours électronique digital, affichage sur 2 x 7 segments de 0000 à 9900 tours	185,00 F
ELCO 34 : Barrière à ultra-son (portée 15 m)	165,00 F
ELCO 35 : Emetteur à ultra-son	75,00 F
ELCO 36 : Récepteur à ultra-son	90,00 F
ELCO 37 : Alarme à ultra-son par effet Doppler	230,00 F
ELCO 38 : Ampli 10 W stéréo	130,00 F
ELCO 39 : Interrupteur crépusculaire, permet d'allumer ou d'éteindre un spot de façon progressive en automatique le temps d'allumage et d'extinction étant réglable	88,00 F
ELCO 40 : Stroboscope 150 joules, vitesse réglable	150,00 F
ELCO 41 : Interphone 2 postes	85,00 F
ELCO 42 : Chenillard 10 voies	240,00 F
ELCO 43 : Stroboscope 2 x 150 joules	250,00 F
ELCO 44 : Régie-lumière (1 stroboscope 60 joules, 1 chenillard 4 canaux, 1 modulateur 3 canaux + négatif)	390,00 F
ELCO 46 : Stroboscope 300 joules	250,00 F
ELCO 47 : Chenillard stroboscope 4 canaux x 60 joules	390,00 F
ELCO 49 : Alimentation stabilisée 3 à 24 V 1,5 A, avec transfo	140,00 F
ELCO 50 : Signal Tracer	35,00 F
ELCO 51 : Générateur 1 Hz à 2 MHz, en 6 gammes	95,00 F
ELCO 52 : Ampli 2 W	47,00 F
ELCO 53 : Ampli 6 W	61,00 F
ELCO 54 : Ampli 10 W	75,00 F
ELCO 55 : Temporisateur 1 s à 5 mn, sortie sur relais	88,00 F
ELCO 56 : Antivol auto, sortie sur relais	58,00 F
ELCO 57 : Alimentation pour mini-K7 en 7,5 V à partir du 12 V, ou auto-radio	49,00 F
ELCO 58 : Cadenceur d'essuie-glace	63,00 F
ELCO 59 : Alimentation stabilisée 5 à 15 V 500 mA, avec transfo	89,00 F
ELCO 60 : VU-mètre à 6 leds	58,00 F
ELCO 61 : VU-modulateur à 6 triacs	195,00 F
ELCO 62 : Préampli à micro pour modulateur avec micro-électret fourni	58,00 F
ELCO 63 : Alimentation 5 V 1,2 A avec son transfo	95,00 F
ELCO 65 : VU-mètre stéréo pour ampli jusqu'à 100 W (avec les VU-mètre)	89,00 F
ELCO 66 : Horloge digitale (heure-minute)	129,00 F
ELCO 67 : Alarme pour ELCO 66, transforme ELCO 66 en horloge-réveil	36,00 F
ELCO 68 : Amplificateur d'antenne	28,00 F
ELCO 69 : Sirène électronique	85,00 F
ELCO 70 : Déclencheur photo-électrique, permet de construire des barrières lumineuses, comptage d'objets, etc., sortie sur relais	85,00 F
ELCO 71 : Modulateur à micro 3 canaux, avec son micro	155,00 F
ELCO 72 : Métrologue électronique avec son H.P.	55,00 F
ELCO 73 : Compte-tour électronique, avec son galvanomètre	75,00 F
ELCO 74 : Jeux de dé électronique (affichage 7 leds)	45,00 F
ELCO 75 : Décodeur stéréo FM	95,00 F
ELCO 77 : Préampli mono RIAA	25,00 F
ELCO 78 : Correcteur de tonalité	29,00 F
ELCO 79 : Préampli RIAA, stéréo	38,00 F

	PU TTC
ELCO 80 : Correcteur de tonalité stéréo	56,00 F
ELCO 86 : Roulette électronique à 16 leds	95,00 F
ELCO 89 : Clignotant 1 canal x 1200 W	49,00 F
ELCO 90 : Vox control, sortie sur relais	75,00 F
ELCO 91 : Fréquence-mètre digital 10 Hz à 2 MHz	245,00 F
ELCO 93 : Préampli micro	35,00 F
ELCO 94 : Préampli guitare	68,00 F
ELCO 95 : Modulateur 1 voie	38,00 F
ELCO 97 : Temporisateur à affichage digital (heures minutes) réglable jusqu'à 40 mn précision une seconde	145,00 F
ELCO 99 : Bloc de comptage de 0 à 999, affichage sur 3 x 7 segments, exemple d'application en fréquence-mètre, comptage de passage, etc.	180,00 F
ELCO 101 : Equalizer 6 filtres réglables par 6 potentiomètres	125,00 F
ELCO 102 : Platine de mixage pour 2 platines magnétiques stéréo (réglage par potentiomètres rectilignes)	160,00 F
ELCO 103 : Allumage électronique	160,00 F
ELCO 104 : Capacimètre digital, par 3 afficheurs 7 segments de 100 pf à 10 000 microfarad	210,00 F
ELCO 105 : Trémolo électronique	90,00 F
ELCO 107 : Ampli 80 W eff.	260,00 F
ELCO 108 : Ampli 120 W eff.	320,00 F
ELCO 109 : Ampli 80 W eff. stéréo	495,00 F
ELCO 110 : Amplificateur téléphonique	75,00 F
ELCO 112 : Emetteur 27 MHz, à quartz	55,00 F
ELCO 113 : Récepteur 27 MHz, à quartz	110,00 F
ELCO 114 : Base de temps à quartz 50 Hz pour horloge digitale	68,00 F
ELCO 115 : Bloc système pour train électrique	70,00 F
ELCO 116 : Sifflet à vapeur pour train électrique	95,00 F
ELCO 118 : Pré-écoute pour table de mixage avec commutateur pour 6 entrées	95,00 F
ELCO 119 : Stroboscope alterné 2 x 60 joules	180,00 F
ELCO 120 : Mixage 1 micro + 1 magnétophone, permet de sonoriser des diapositives ou des films	72,00 F
ELCO 121 : Mini-batterie électronique, imite le son de deux instruments à percussion	68,00 F
ELCO 122 : Passe-vue automatique pour diapositives, vitesse réglable	85,00 F
ELCO 123 : Sablier électronique 3 temps réglable (entre 2 mn et 5 mn) sélection d'un des 3 temps, alarme par buzzer	70,00 F
ELCO 124 : Logique feu de croisement, respecte l'ordre des feux rouges, affichage par 2 leds rouges, 2 jaunes et 2 vertes	85,00 F
ELCO 125 : Applaudimètre à led, en fonction du niveau et de la durée des applaudissements, allume de 1 à 12 leds fourni avec le micro	150,00 F
ELCO 126 : Horloge à affichage digital (heures minutes) alim. 220 V peut faire réveil	79,00 F
ELCO 127 : Visualisation à leds pour ELCO 23	34,00 F
ELCO 128 : Horloge digitale moto-auto ou bateau, heure, minute à quartz, peut faire réveil, alimentation en 12 V	124,00 F
ELCO 130 : Sirène multiple, imite le bruit de la sirène de police américaine, sirène spatiale, bruitages pour flippers	88,00 F
ELCO 131 : Générateur 5 Hz à 500 kHz, Sinus, Triangle, Carré	190,00 F
ELCO 132 : Filtre pour montage à triacs	42,00 F
ELCO 133 : Barrière à ultra-son pour entrée magasin ou commande de porte de garage. Déclenche un relais pendant un temps réglable de 1 s à 1 mn quand quel'un passe	188,00 F
ELCO 134 : Minuterie électronique à affichage digital pour insoléuse, commande jusqu'à 6 tubes ultra-violet de 1 s à 40 mn (affichage minutes-secondes)	190,00 F
ELCO 135 : Trucage électronique permet d'imiter le bruit d'une détonation, aboiement de chien, explosion, accélération de moto, sirène police, etc. indispensable pour vos soirées	230,00 F
ELCO 137 : Horloge digitale réveil pour cafetière électrique ou poste radio ou autre, commute une charge de 1 200 W à l'heure du réveil	99,00 F
ELCO 138 : Horloge réveil digitale, met un buzzer en route à l'heure du réveil	125,00 F
ELCO 140 : Chambre de réverbération, volume et retard réglables	150,00 F
ELCO 142 : Micro Timer programmable à microprocesseur	450,00 F
ELCO 143 : Emetteur infra-rouge	95,00 F
ELCO 144 : Récepteur infra-rouge sortie sur relais	125,00 F
ELCO 145 : Récepteur 26 à 200 MHz, avec ampli	110,00 F
ELCO 146 : Récepteur citizen bande, avec ampli	95,00 F
ELCO 147 : Ampli 0,5 W, réglage volume	31,00 F
ELCO 148 : Equalizer stéréo réglage potentiomètres rectilignes 6 voies	198,00 F